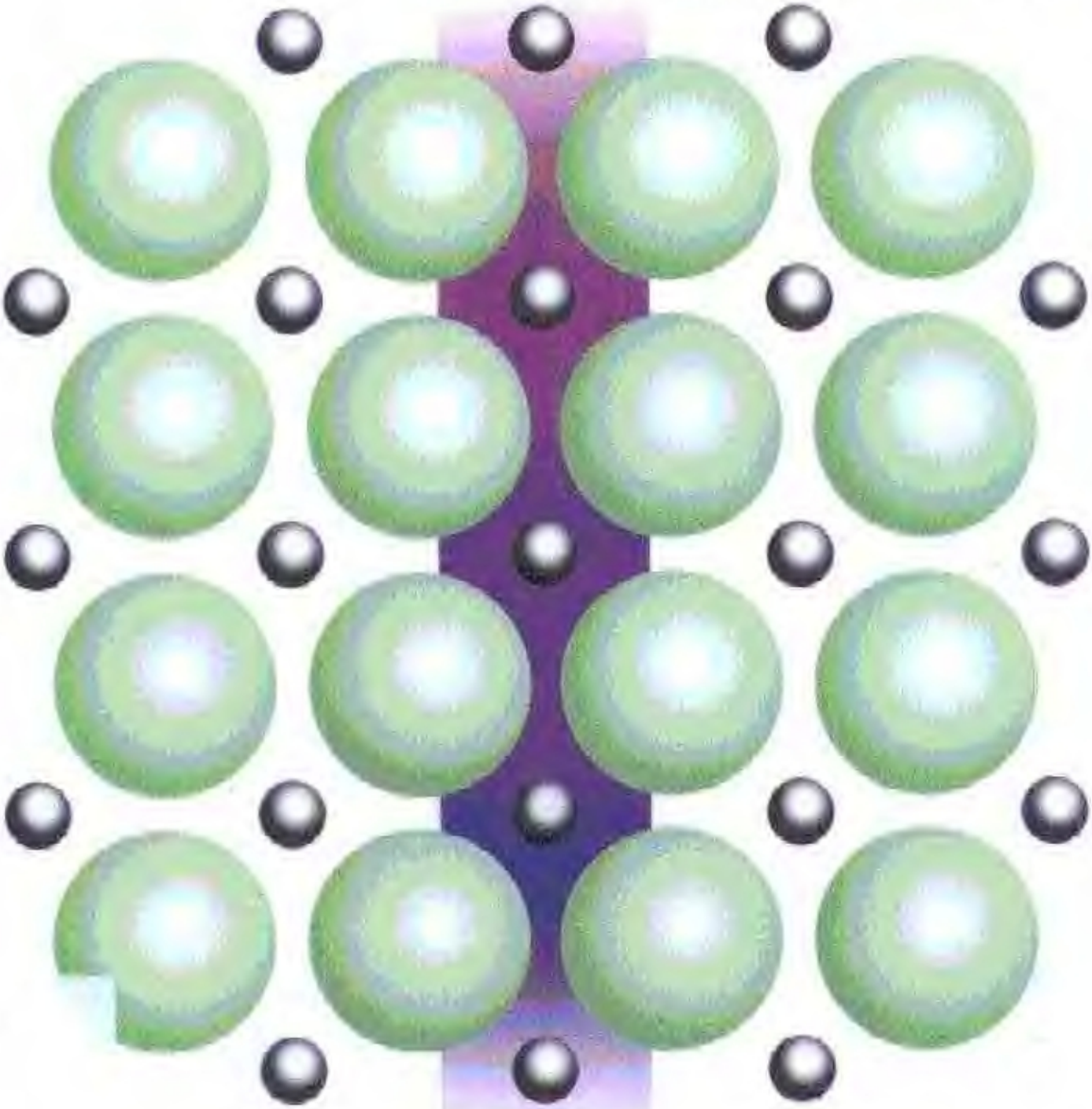
OHM电子电气入门丛书

图解

运算放大器电路

〔日〕 内山明治　村野　靖　著



2.7

科学出版社　OHM社

(TN-0269.0101)
责任编辑　杨家福　樊友民
封面制作　李　祥　段志刚

OHM 电子电气入门丛书

图解电子电路
图解电子电路的计算
图解数字电路
图解数字电路的计算
图解电力技术
图解电力应用
图解电机电器
图解电气电子测量
图解电与磁
图解晶体管电路
图解运算放大器电路
图解通信

ISBN 7-03-008170-6
9 787030 081704 >
ISBN 7-03-008170-6/TN · 269
定　价：21.00 元

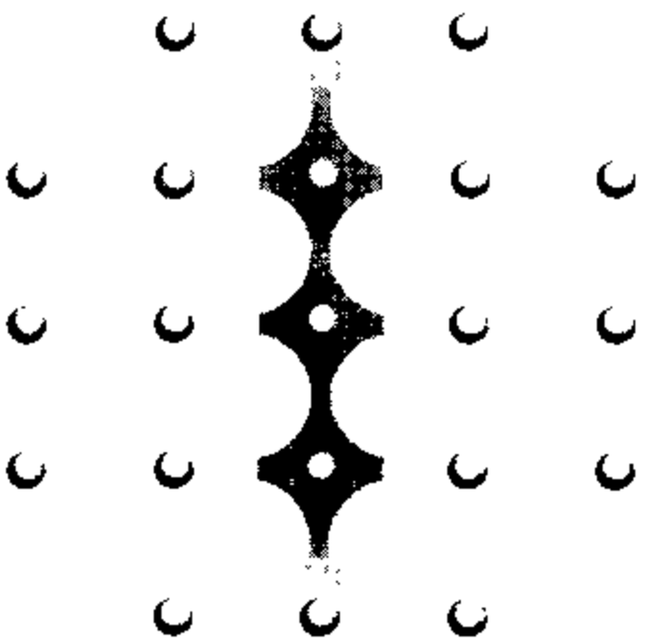
759

TN7227
N15

OHM 电子电气入门丛书

图解 运算放大器电路

〔日〕内山明治　村野 靖 著
陈镜超 译　王汝君 校



科学出版社　OHM 社
2000　北京

A0924326

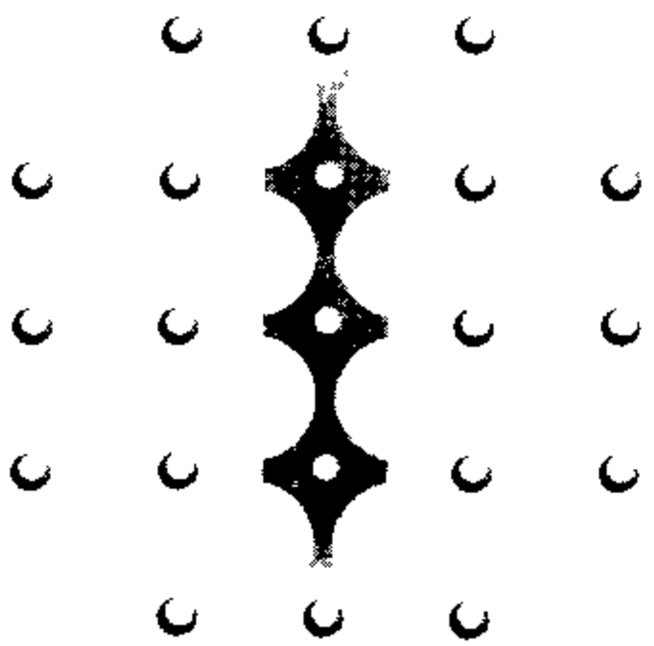
739

TN722.7
N15

OHM 电子电气入门丛书

图解 运算放大器电路

〔日〕内山明治　村野 靖 著
陈镜超 译　王汝君 校



科学出版社　OHM 社
2000　北京

A0924326

图字：01－1999－2926号

Original Japanese edition
Etoki Opeanpu Kairo
by Akiharu Uchiyama and Yasushi Murano
Copyright © 1988 by Akiharu Uchiyama and Yasushi Murano
published by Ohmsha, Ltd.
This Chinese language edition is co-published by Ohmsha, Ltd. and Science Press.
Copyright © 1999
All rights reserved.
本书中文版版权为科学出版社和OHM社所共有

絵とき　オペアンプ回路
内山明治　村野　靖　オーム社　1999　第1版第13刷

图书在版编目(CIP)数据

图解运算放大器电路/(日)内山明治等著；陈镜超译.
－北京：科学出版社，2000.1
(OHM电子电气入门丛书)
ISBN 7－03－008170－6
Ⅰ.图…　Ⅱ.①内…　②陈…　Ⅲ.运算放大器－电路－图解　Ⅳ.TN722.7－64
中国版本图书馆CIP数据核字(1999)第73144号

科学出版社　OHM社　出版
北京东黄城根北街16号　邮政编码：100717
北京东方科龙电脑图文制作有限公司　制作
中国科学院印刷厂　印刷

新华书店北京发行所发行　各地新华书店经售

2000年1月第　一　版　开本：889×1194　1/32
2000年1月第　一次印刷　印张：7
印数：1—5 000　字数：185 000
定　价：21.00元

(如有印装质量问题，我社负责调换〈北燕〉)

前　言

如果没有能放大微弱信号的物理元器件，也就没有当今的电子技术。在1906年人们发明了三极真空管，使得微弱信号的放大变成了现实。1948年人们又发明了晶体管，使得在放大功能中唱主角的真空管被晶体管所取代，这种影响一直延续至今。

要想使真空管和晶体管产生放大作用，必须借助电路设计技术，将电阻和电容等众多的元器件连接在一起。

没有电路设计之类的专业知识，也能让你实现“放大功能”的是集成运算放大器。集成运算放大器已把众多的晶体管集成在一起，把它当作一个“具有放大作用的元件”，接上电源，便可以让它发挥放大的作用。

集成运算放大器自身的放大倍数是非常大的，往往需要把它限制在所需的范围内才好使用。限制这个放大倍数范围的方法就是“负反馈”。可以说学好了负反馈方法，集成运算放大器的基本用法就可算学习及格了。

集成运算放大器根据不同的反馈方法，可以做成非线性放大电路、振荡电路等各式各样的应用电路。因此，反馈电路的研究常被说成是放大器使用方法的研究。

为了让初学者易于理解，本书的前半部分用传感器与集成运算放大器相结合的电路实例，描述了集成运算放大器实际上如何使用，放大微弱信号是怎么回事等等。在放大光和热传感器的微弱直流信号时，用真空管和晶体管制作的电路会有失调和漂移的烦恼，而这正是集成运算放大器最擅长的地方。

本书的后半部分给出了用集成运算放大器构成的许多电路的例子，较详细地叙述了一些细小的使用技巧和实践经验。

编写本书的目的是为了让初学者和非电气专业的读者加深对集成运算放大器的理解，让更多的人能有效地使用这个极为方

便的集成电路。但是，由于学识浅薄，难免有描述不充分和遗漏的地方，敬请诸位前辈和广大读者批评指正，我们今后将多加改进。

最后，在本书出版之际，对于在从构思到出版的整个过程中给予极大帮助的欧姆社(OHMSHA)的诸位表示深深的感谢。

著　者

目　　录

1　运算放大器

1.1　什么叫运算 …… 12

“运算”一词源于英语的“剖腹(手术)”吗？／运算放大器的诞生背景

1.2　发挥五官的作用 …… 14

身边的各种感受／运算放大器和显微镜等同吗？

1.3　运算放大器和油压装置等同吗？ …… 16

猫玩老虎／有超微型油压装置吗？

1.4　注意中心线 …… 21

偏离中心／集成运算放大器的输出偏离——失调

1.5　内外之分 …… 24

内部状态与外部状态／就连运放也有“内外”即“＋　－”之分

1.6　杠杆原理的彻底研究 …… 27

杠杆的反馈原理

1.7　“杠杆”和“电阻” …… 30

通过杠杆的运动来控制油压装置的运动／“杠杆”和“电阻”的工作原理类似

1.8　在运算放大器上连接电阻 …… 32

失调调节法／反馈电阻的作用

1.9　全由你决定 …… 35

放大倍数由电阻的比值决定／对于运放来说，“全由负反馈决定”

1.10　运算放大器的图形符号 …… 37

使用图形符号使电路图变得简明／没有逆流的“力”

1.11　信号和电能 …… 39

电的利用方法／唱主角当然是信号

1.12 什么叫 dB(分贝)单位 …… 41
一种从巨大到微小无所不包的尺度 / 将倍数 *A* 换算成增益 *G*
本章小结 …… 43

Ⅱ 规格表的读法和用法

2.1 集成运算放大器型号的鉴别 …… 46
封装各式各样(就外形而言) / 我的名字是 301(内容描述)
2.2 集成运算放大器的外形尺寸和工作温度 50
集成运算放大器的外形尺寸 / 工作温度
2.3 电气特性之一(极限参数) …… 54
使用不当会损坏(极限参数)
2.4 电气特性之二(直流参数) …… 58
即使不输入也有输出(什么是输入失调电压) / 输入偏置电流和失调电流 / 输入中的障碍物(输入电阻,输入电容) / 电源电流(消耗功率)
2.5 电气特性之三(直流参数) …… 62
一粒豆变百粒豆(电压增益,开环增益) / 温度一变,都会跟着变(输入失调电压和电流的温度系数(温漂)) / 上下波动(输出电压振幅) / 可容许到什么程度(输入电压范围) / 不让同一物体过去(共模抑制比 CMRR) / 电源变动会导致什么(电源抑制比 PSRR)
2.6 电气特性之四(交流参数) …… 68
变化太快跟不上(过渡响应) / 信号经过电路后会变形(转换速率 SR)
本章小结 …… 74

Ⅲ 运算放大器的基本电路

3.1 反相放大电路(高温测量) …… 76
将温度变化转换成电信号 / 放大倍数为 100 倍的反相放大器 / 反相放大器的输入电阻 / 温

漂怕热
3.2 同相放大电路(光度测量) …… 81
将亮度变化转换成电信号 / 放大倍数为 10 倍的同相放大器 / 同相放大器的输入电阻和特征 / 运算放大器的最大输出电压 / 运算放大器的负载电阻
3.3 差动放大就是"夫唱妇随" …… 86
妻子跟随丈夫 / 电阻型传感器的用法
3.4 运算放大器的本来面目是差动放大 ……89
拉长会使电阻值增加 / 通过检测物体的变形来测量重量 / 抵消因温度变化带来的测量误差
3.5 地线与高增益电路 …… 92
地线的处理方法 / 增益可变的电路 / 增益很高的电路
3.6 施密特触发器 …… 94
同相放大电路与施密特电路的区别 / 线性电路和非线性电路
3.7 灯到黄昏自动亮 …… 97
灯到黄昏自动亮 / 继电器驱动电路
3.8 用运算放大器制作的交流放大电路 …… 99
连微动都没有的"静止"状态 / 用运算放大器制作的交流放大电路 / 不管怎么敲打,就是动得不敏捷 / 运算放大器的过渡特性和转换速率
本章小结 …… 103

Ⅳ 非线性电路中运算放大器的用法

4.1 非线性电路 …… 106
非线性电路 / 为什么需要非线性电路
4.2 理想二极管和直线检波 …… 108
消除死区(理想二极管)/ 工作原理
4.3 将交流变成直流(AC/ DC 变换) …… 114
求交流的绝对值和平均值
4.4 对数放大器和反对数放大器 …… 117

对数放大器 / 反对数放大器 / 用途
4.5 折线近似电路 …… 122
稍有弯曲(折线电路) / 折线电路的基本原理
4.6 限幅电路 …… 127
去掉过大信号的顶部(限幅器的定义) / 工作原理
本章小结 …… 129

V 运算放大器的各种使用方法

5.1 用做有源滤波电路 …… 132
左右筛选(滤波器的基本原理) / 有源滤波器
5.2 用做振荡电路 …… 139
振荡的基本原理 / 平衡得到的是正弦波(由 *RC* 构成的简谐振荡电路) / 松弛得到的是方波(由 *RC* 构成的张弛振荡电路)
5.3 用做 D/A(A/D)变换电路 …… 143
电信号的连接器(D/A 和 A/D 变换器的定义) / D/A 变换器的原理 / A/D 变换器的原理
5.4 用做 *V-f*, *f-V* 变换电路 …… 148
正反变换都可以(*V-f*, *f-V* 变换器) / *V-f* 变换器的原理 / *f-V* 变换器的原理
5.5 比较器和模拟存储器(采样保持, 峰值保持) …… 153
电平比较(比较器) / 让它记忆(模拟存储器)
5.6 需要大功率时 …… 158
一个人具有一百个人的力量(功率提升器)
本章小结 …… 161

VI 由集成运算放大器构成的电路实例

6.1 滤波电路 …… 164
由单个运算放大器构成的正反馈二阶 LPF / 由单个运算放大器构成的正反馈二阶 HPF / BPF / BEF

6.2　振荡电路 …… 176
关于振荡电路
6.3　采样保持电路与峰值保持电路 …… 181
采样保持电路 / 峰值保持电路
6.4　提升电路 …… 184
电流提升电路 / 电压提升电路
6.5　电源电路 …… 188
制作基准电源 / 最简单的稳压电源
6.6　伺服电机驱动电路 …… 191
由功率提升器驱动 / 由功率运算放大器驱动
本章小结 …… 194

VII　集成运算放大器的电路构成与原理及使用时的注意事项

7.1　运算放大器的内部构造 …… 196
集成运算放大器的演变历史 / 运算放大器电路的基本构成
7.2　运算放大器输入级电路 …… 200
差动放大器 / 恒流源 / 用晶体管制作的二极管
7.3　中间级和输出级电路 …… 204
将差动输出变成单端输出 / 输出电路 / 过量电流限制电路
7.4　选择运算放大器的要点 …… 210
关于运算放大器的选择
7.5　电路图中未提到的问题 …… 215
运算放大器发热问题(芯片温度和外壳温度) / 输入电路的保护与注意事项 / 高输入阻抗化
本章小结 …… 220

附　录 …… 221

I

运算放大器

首先，从运算放大器究竟是什么这一观点来考察运算放大器的本质以及视觉上的直观印象。

如果注意一下本章将要介绍的“油压装置”，就会发现，它是通过油的压力来控制油的流动的，这种原理是一目了然的。如果将油压变成电压，油的流动变成电流，其原理可以原封不动地搬到运算放大器当中去。这种说法可能有点不准确，但是，我相信这种说法对于电气专业的初学者和非电气专业的读者理解本书的内容是有帮助的。

1.1 什么叫运算

1.1.1 “运算”一词源于英语的“剖腹(手术)”吗?

“今天 10 点钟开始做 Operation。”医生向护士发出命令。这是在位于东京市内的欧姆综合医院内经常看到的一个场面。于是,我查了一下英日辞典,英文 Operation 一词有如下含义:

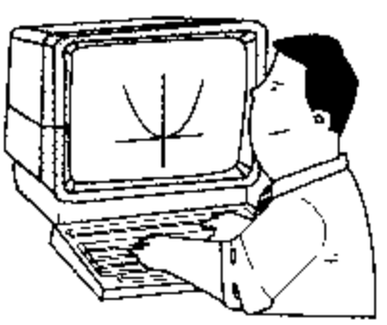
Operation
- 操作,作用
- 运算,计算
- 手术



(a) 手术中



(b) 操作



(c) 运算,计算

图 1.1 英文“operation”一词的含义

1.1.2 运算放大器的诞生背景

运算放大器英文称为 Operational Amplifier。

自第二次世界大战(1941 ~ 1945 年)以来,开始了通过让雷达与高射炮连动来瞄准飞机的自动化设备(自动控制技术)和弹道

计算(通过求解方程来计算子弹的轨迹)的研究。在这种自动化技术中发挥威力的是运算器,即模拟计算机。

在这个模拟计算机中,使用了许多用作运算部件的放大器。这就是运算放大器使用的开端。运算放大器是放大倍数非常大的放大电路。早期的运算放大器由真空管、晶体管和电阻等分立元件组成,但现在所有的运算放大器已经被集成化了。

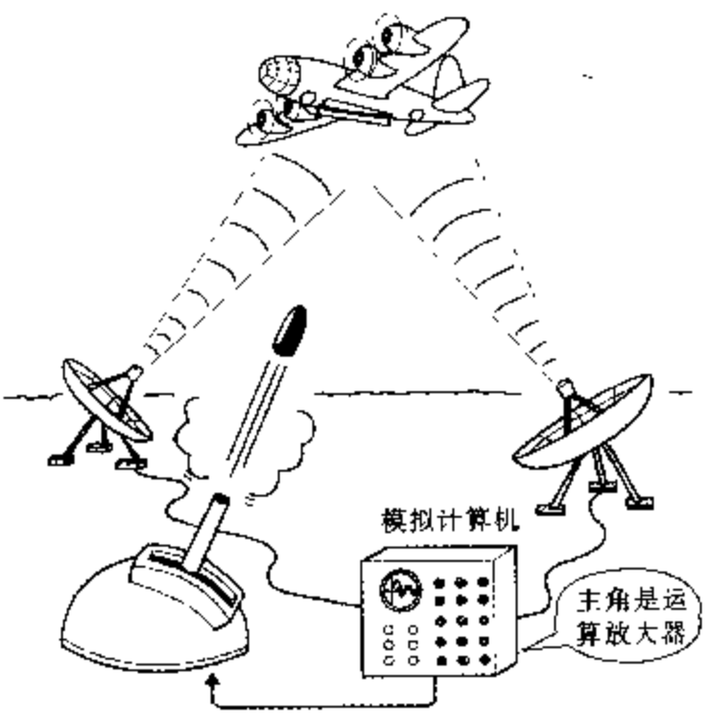


图 1.2 自动瞄准

1.2 发挥五官的作用

1.2.1　身边的各种感受

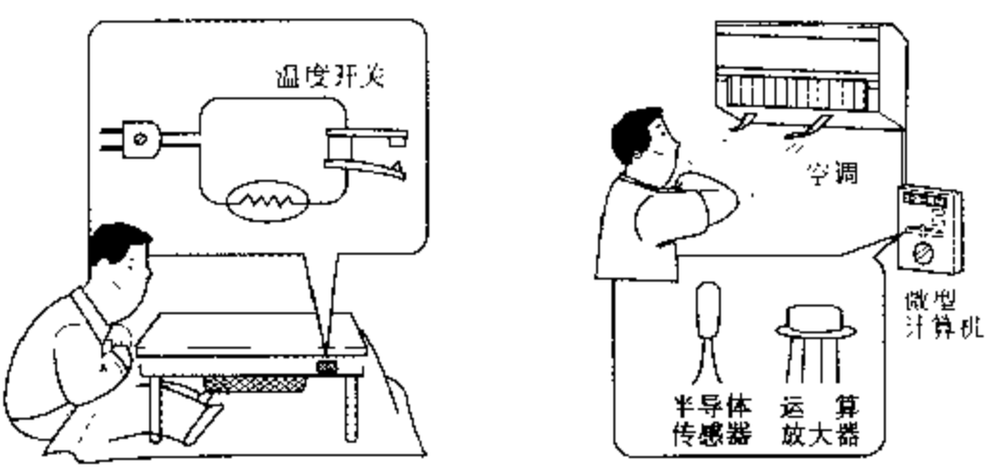
我们不断地通过五种感官感受我们身边发生的各种现象，如寒、暖，强风、微风，明、暗，喧哗、寂静等，这些伴随着我们度过一天天的生活。

有各种各样的传感器可以测量这些现象，如物理上测量炎热和寒冷可采用“温度计”之类的传感器，测量明暗程度可采用光度计，测量噪声程度可采用噪声计。这些传感器都在我们的日常生活中发挥着重要作用。

在当今文明社会里，为了提高我们的生活质量和生产手段的自动化程度，人们正在更加主动地测量这些物理量。要想更加有效地掌握和利用这些物理量，最终还得用上运算放大器。

1.2.2　运算放大器和显微镜等同吗?

图 1.3(a)所示为日本人生活中常用的电暖炉，这种电暖炉通过图中所示的温度开关来自动控制温度，使得温度不能上升得过高。这个温度开关称为双金属，温度上升得过高时，利用金属板的簧控结构来切断开关。



(a) 双金属也是一种传感器　　(b) 进行精细的温度调节

图 1.3　运算放大器与温度传感器的关系

双金属也是一种温度传感器，但这种开关对温度的调节太粗糙。

最近，如图 1.3(b) 所示，在空调上装上微型计算机进行精密正确的温度调节的例子越来越多。

要想进行精密正确的温度调节，温度传感器必须**正确测量温度变化**，而且能将它**转变成电信号**。这类温度传感器多数是用二极管和热敏电阻，但二极管和热敏电阻通过变换得到的电信号**很微弱**，因而需要对这些电信号进行放大。这里采用的方法是**用运算放大器放大微弱信号**。

不仅温度，还有许多物理量也可以通过如图 1.4 所示的传感器变换成电信号。这些电信号都是很微弱的，因而需要运算放大器之类的部件对它们进行放大。

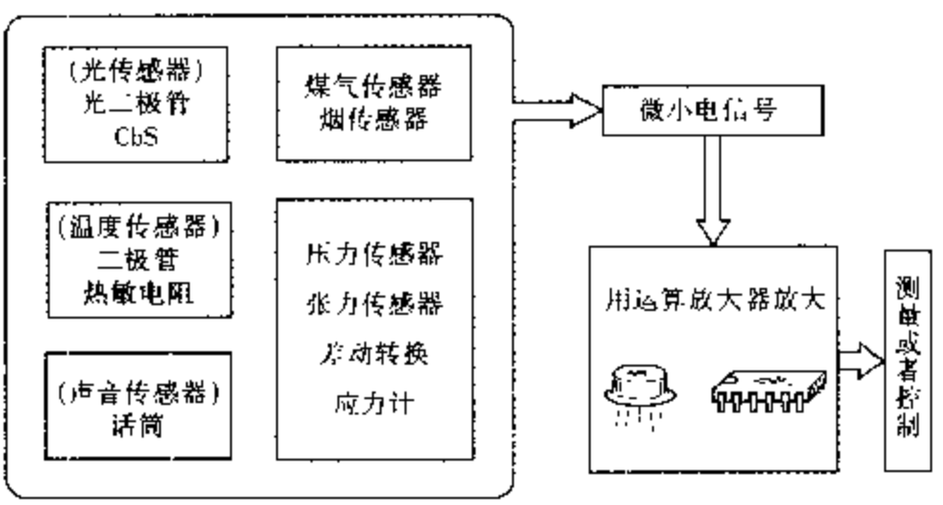


图 1.4 由运算放大器放大微小电信号

1.3 运算放大器和油压装置等同吗?

1.3.1　猫玩老虎

运算放大器究竟起到什么作用呢?不严格的说法是它和图1.5的油压装置相同。

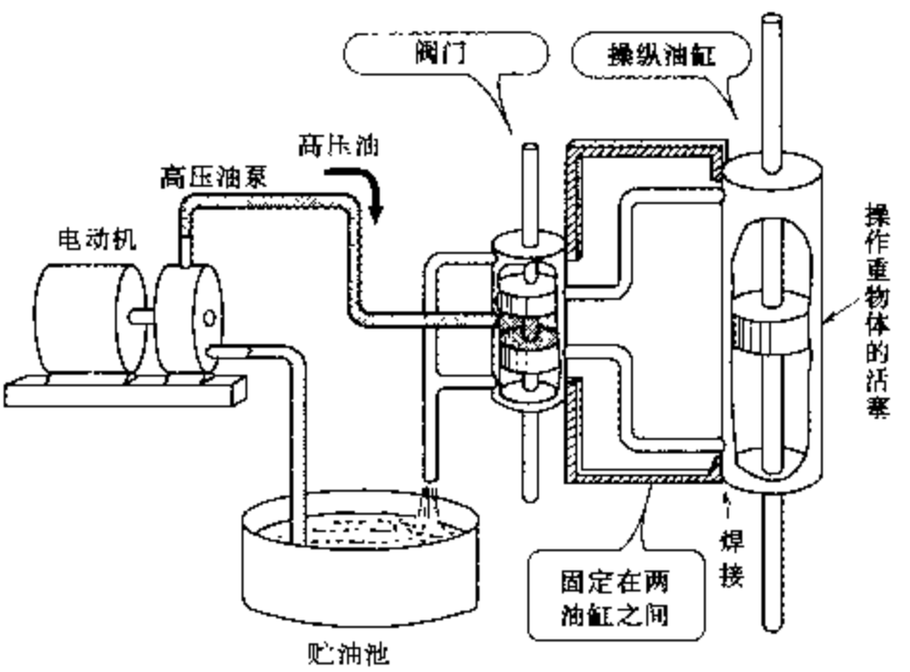


图1.5　油压装置的构造——小动作可以产生很大的力

在图1.7所示的油压装置中,猫稍稍玩弄阀门,活塞就会“咚嗖”一声一下子到达终点。不难看出,猫可以非常简单地玩弄老虎和象。这样的油压装置常被用在像推土机和动力铲之类的需要强大的力量的土木、建筑机械和工厂设备中。

反过来,如图1.8所示,如果做出来的油压机械小到可以放在手掌上的话,则可以有各种各样的用途。

1.3.2　有超微型油压装置吗?

在图1.9中,集成片上面的“741”是世界上通用的有代表性的集成运算放大器的名称。

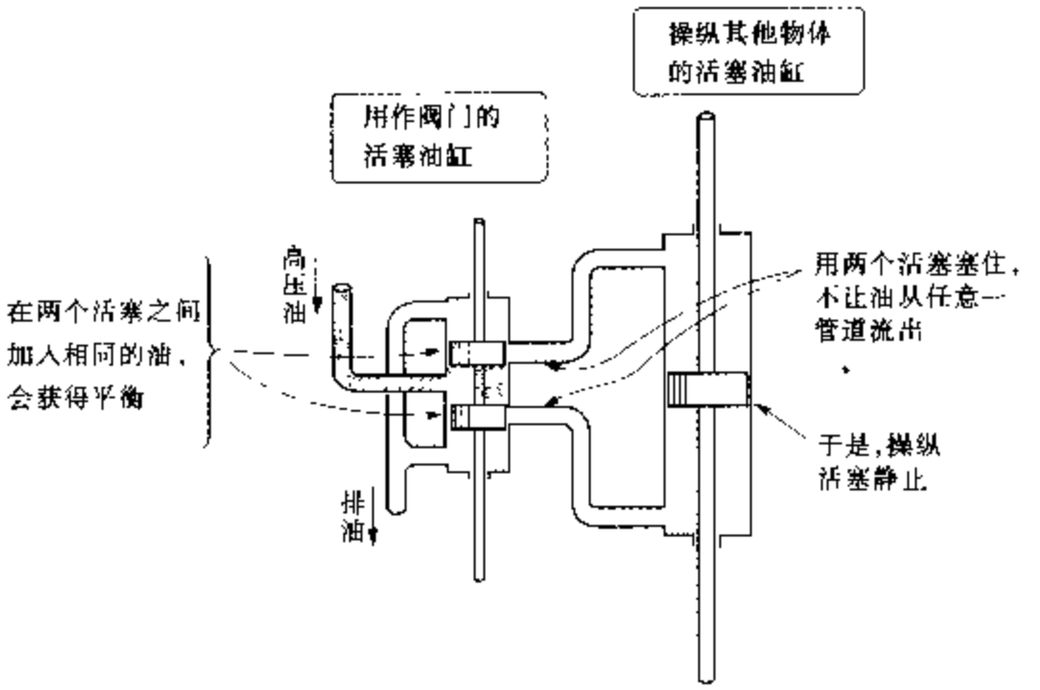


图 1.6　油压装置的功能——静止状态

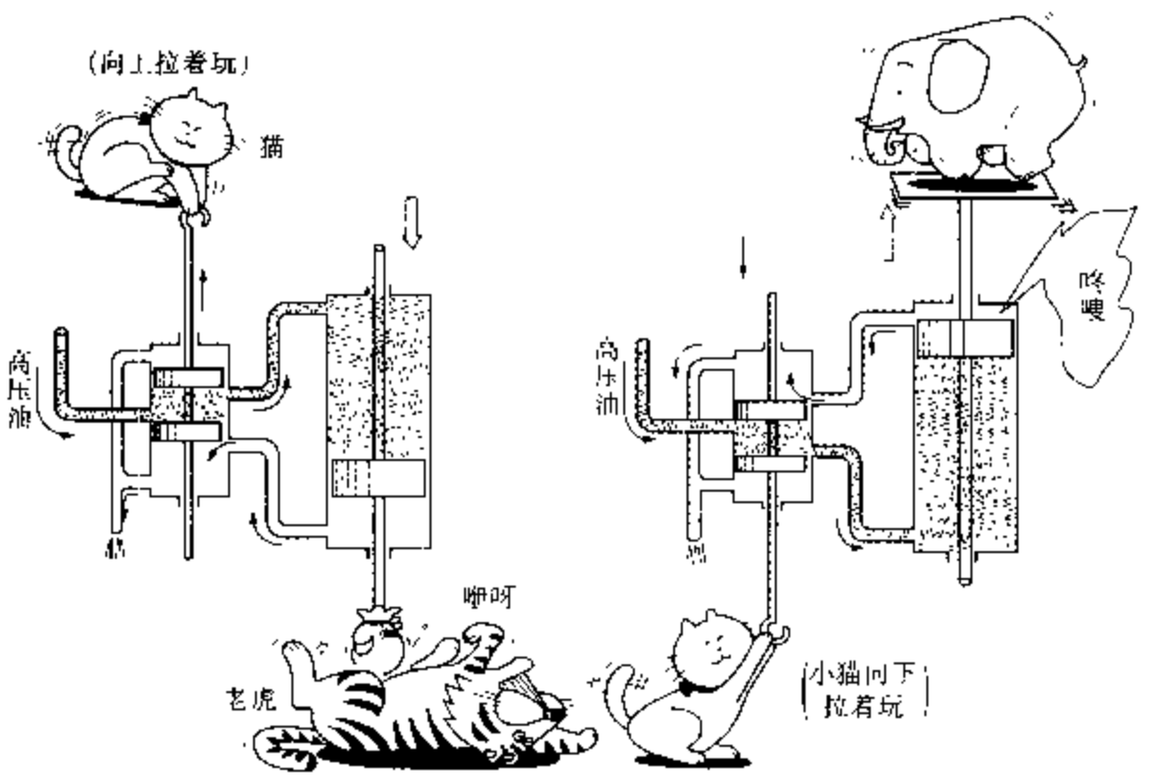


图 1.7　油压装置的功能——工作状态

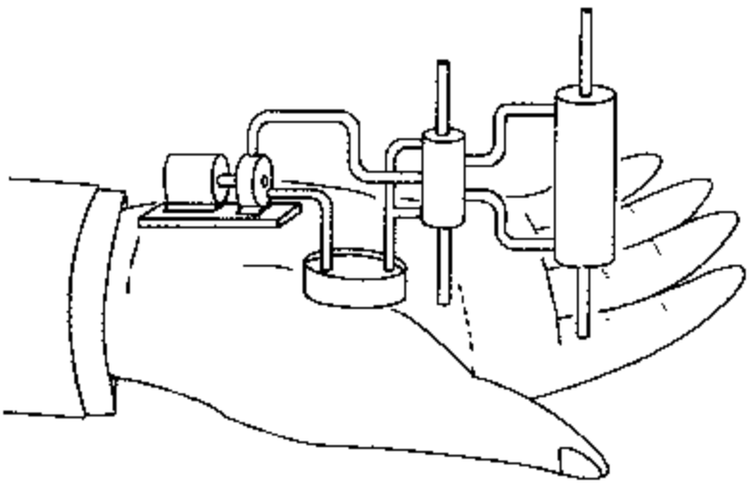


图 1.8　超微型油压装置

在这个图中，用 10 日元硬币和 1 日元硬币制作的“临时电池”来产生微小的电压。如果将这个电池接在**集成电路的输入端子“2”**和**地线**之间，接在**集成电路的输出端子“6”**和地线之间的电压表的指针瞬间会摆动到负方向刻度的终点。

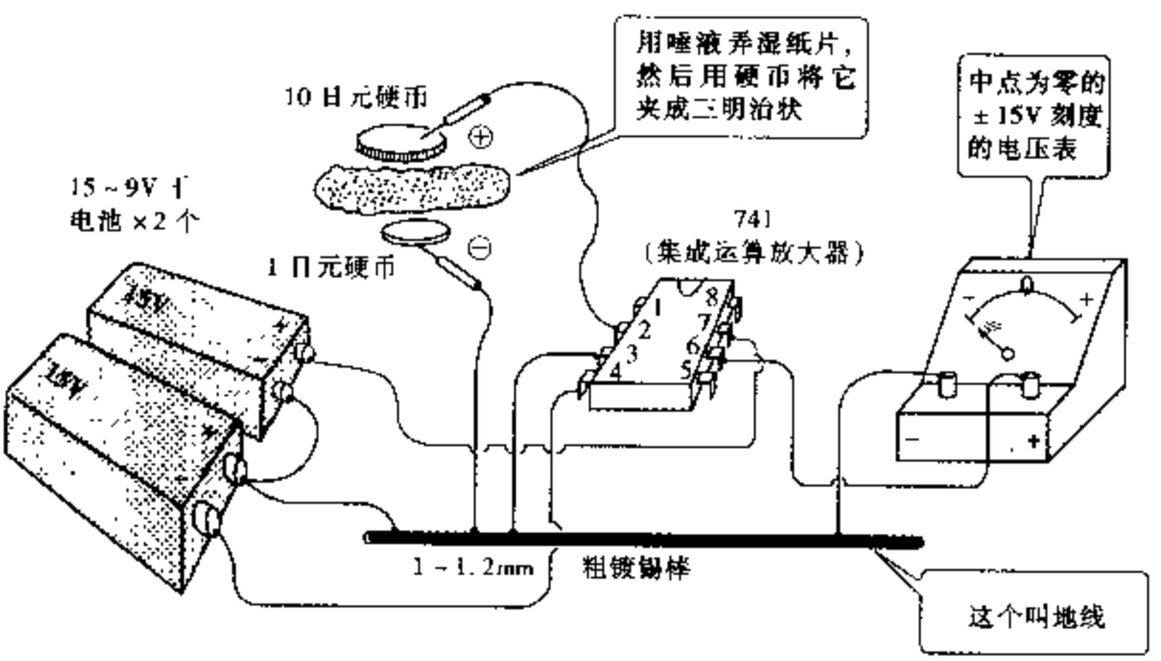


图 1.9　放大 11 日元硬币的微小电压——运算放大器电路

做一下如图 1.10 所示的实验，读者就会注意到用 10 日元硬币和 1 日元硬币制作的临时电池的电压是很微小的。

这样，通过在**集成电路的输入端子 2** 加入微小的正电压，使得

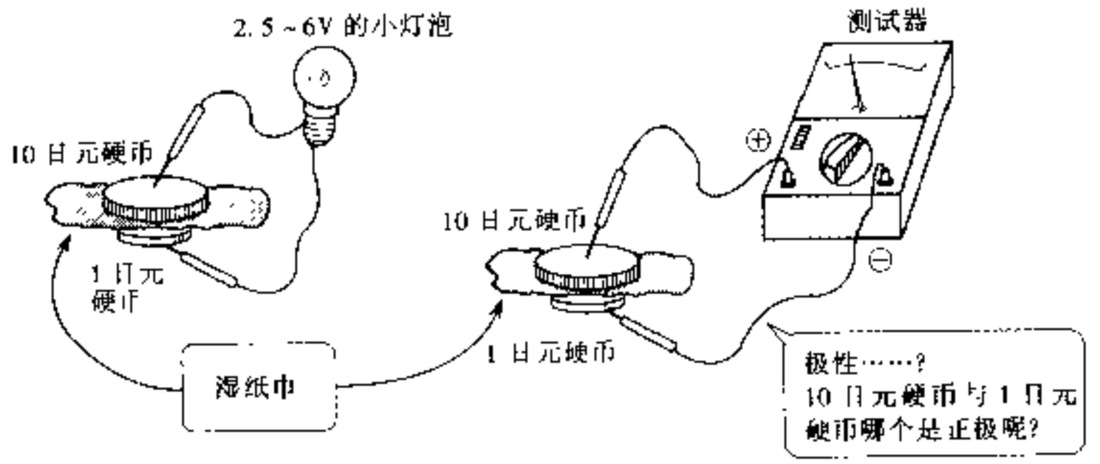


图 1.10　利用 11 日元硬币的电池支持小灯泡

输出端子 6 的电压增大而转向负方向，这种工作原理和猫非常简单地打败老虎的工作原理相同。

下面，如图 1.11 所示，硬币上下颠倒，通过在**端子 2** 加入微小的负电压，使得**输出端子 6** 的电压增大而转向正方向，这种工作原理和猫举大象的工作原理相同。

集成电路“741”相当于油压阀门和操纵活塞，两个 15V 电池相当于油压泵。如果把油的流动看成是电流，活塞的冲程看成是电压，那么这真像一个“超微型油压装置”

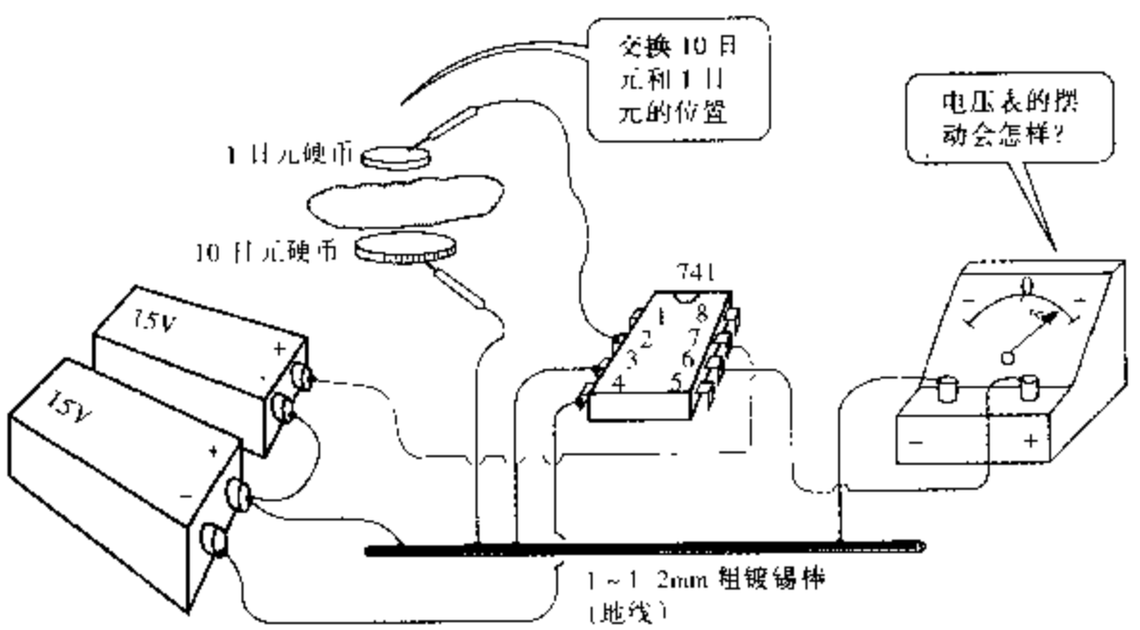


图 1.11　反向连接硬币，放大微小电压——运算放大器电路

这里有一件重要的事情就是：无论是猫用图 1.7 所示的油压装置玩弄老虎和大象的情况，还是如图 1.9 和图 1.11 所示的运算放大电路，输入输出的**运动方向正好相反**。这样的运动称为**“反向运动”**。

1.4 注意中心线

1.4.1 偏离中心

像猫玩老虎和大象那样，油压活塞运动几次后，要想活塞准确无误地停止在油缸的中心点是非常困难的。即使微小地调节阀门，活塞也会越过上死点或者下死点。读者可以想象，要消除如图 1.12(a) 所示的活塞的错位是何等不容易。

那么，能否像运动会拔河比赛那样，利用如图 1.12(b) 所示的弹簧互拉的力，让活塞回到中心点呢？这时，在弹簧两端装满的油会成为障碍，将阻止活塞的移动。为此，如果在油缸的两端用细管相连，或者在活塞上打穿一个小洞，和油缸的两腔相连，由

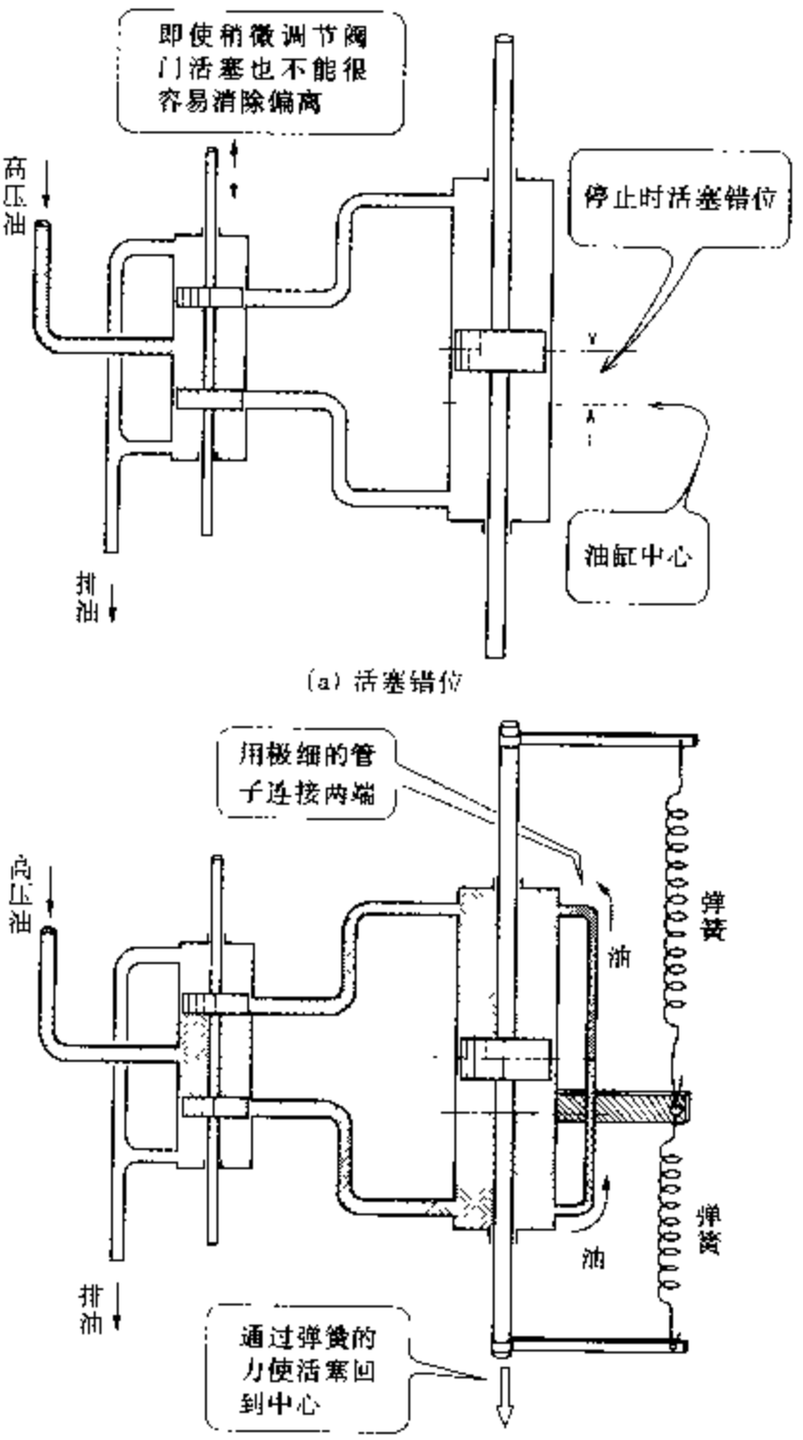


图 1.12 活塞错位——及其对策

于油不会移动，靠弹簧的力，活塞应该回到中心点。

1.4.2　集成运算放大器的输出偏离——失调

去掉前一实验中的“11 日元临时电池”，将输入端子 2 和地

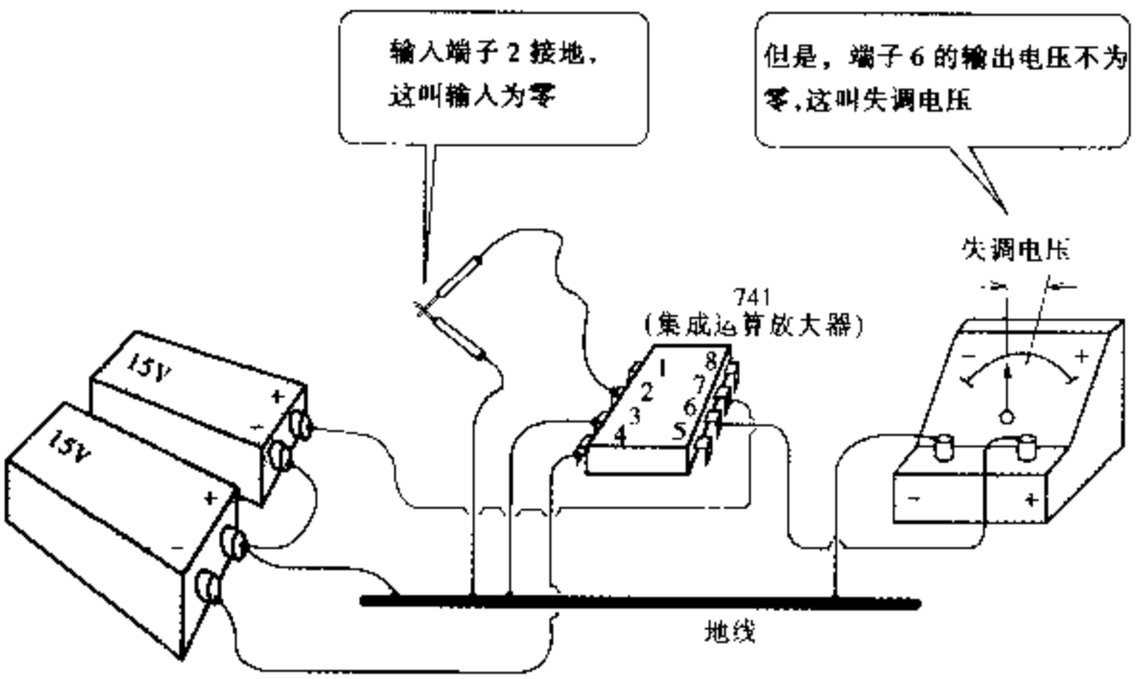


图 1.13　输入为零，但输出不为零——失调电压

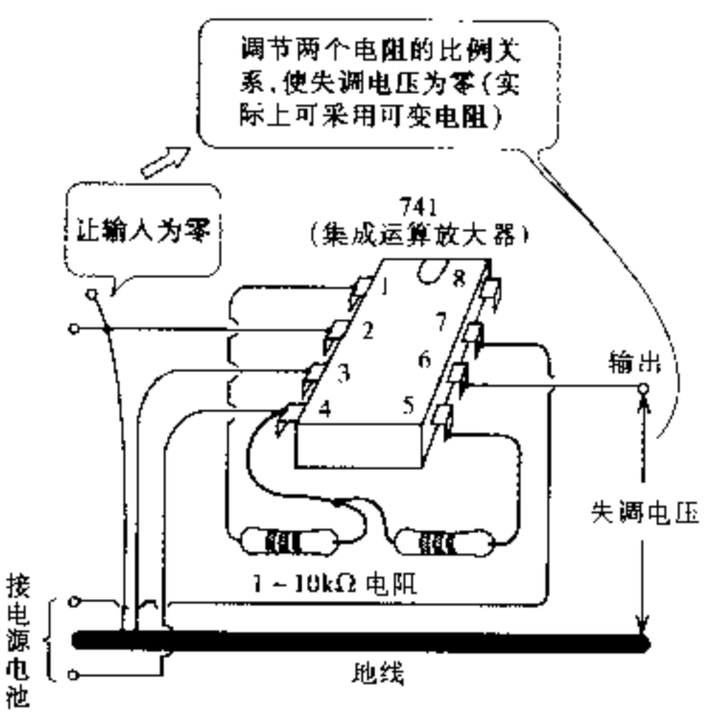


图 1.14　集成运算失调调节端子(失调调节零端子)的用法

直接相接，如图 1.13 所示，这时集成运算放大器的输入为零，但在很多情况下输出电压不为零。这种现象相当于油压装置的活塞错位，因而称为**失调电压**。

为了消除失调电压，如果集成运算放大器是“741”，则如图 1.14 所示端子，将**端子 1**、**端子 4** 和**端子 5** 与电阻相接，将输出电压调节到零为止。这个相当于油压装置的“平衡弹簧”，因而端子 1 和端子 5 被称为**失调调节零端子**。

1.5 内外之分

1.5.1　内部状态与外部状态

将已经见过几次的油压装置，改造成如图 1.15 所示，即将阀门一侧的活塞固定到本体上，阀门一侧的油缸能被操纵。其结果如图 1.17 所示，输入和输出朝同一方向运动。像这种输入和输出朝**同一方向的运动**称为**“非反向运动”**，即**同向运动之意**。从阀门的构造来看，若反向运动称为“外部状态”，则同向运动称为“内部状态”。

1.5.2　就连运放也有“内外”即“ + - ”之分

在图 1.9 和图 1.11 中，集成运算放大器的**端子 2** 接输入，端子 3 接地线。如果把这种连接颠倒一下，结果会怎样呢？

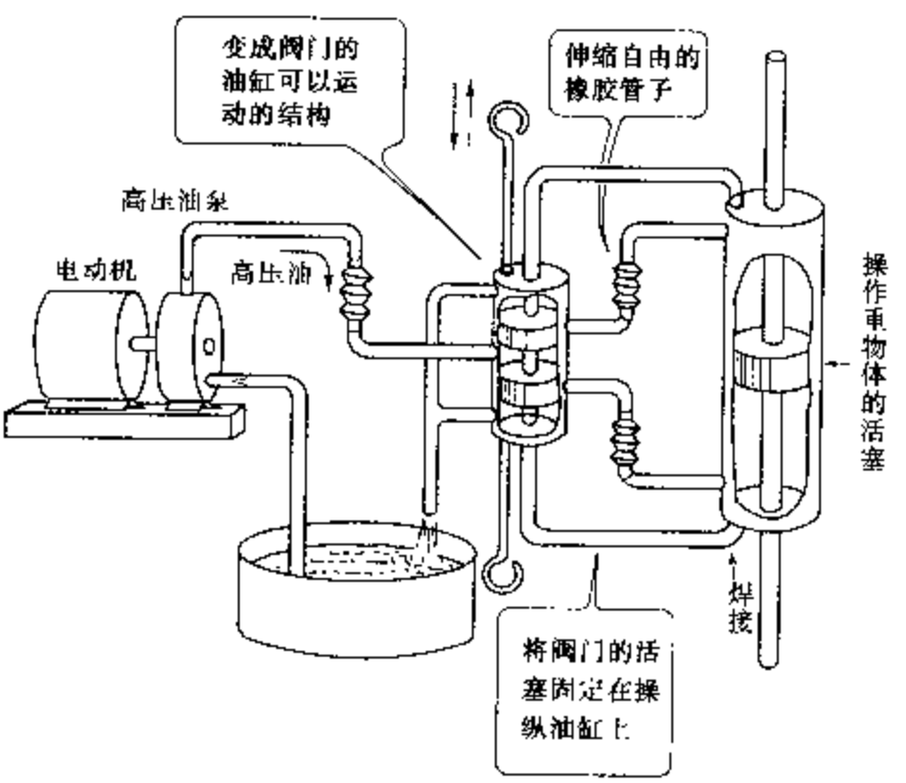


图 1.15　油压装置的改造——同向工作

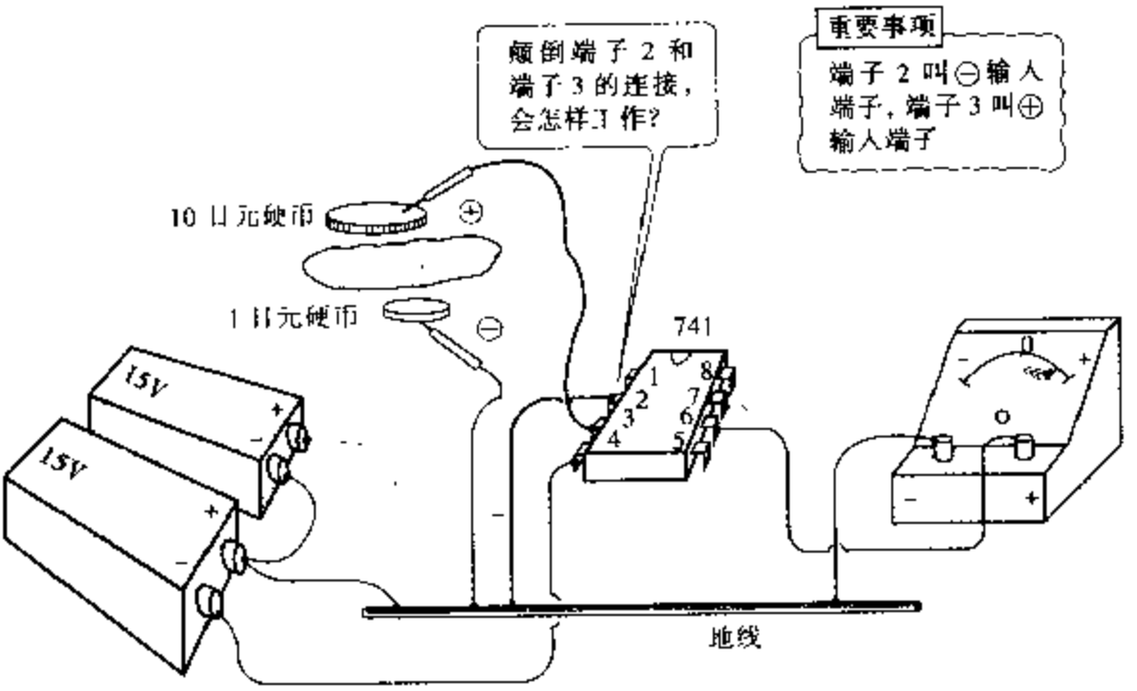


图 1.16　运算放大器的情况(同相输入)

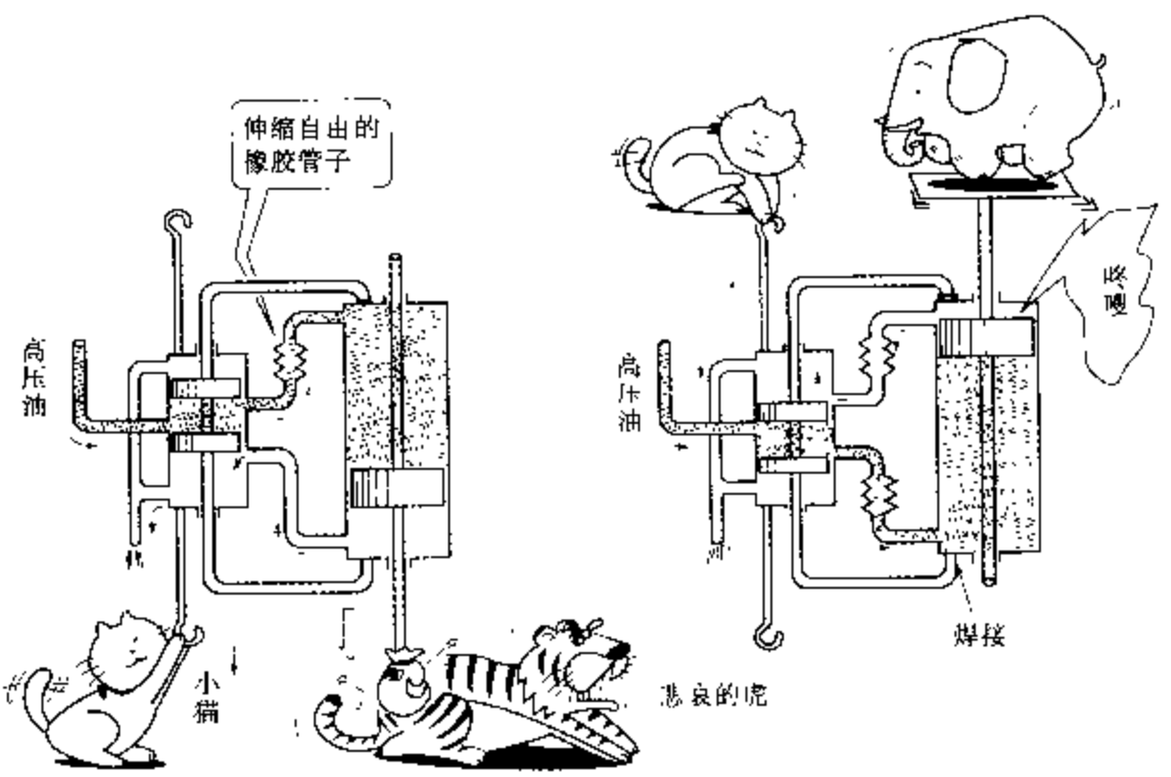


图 1.17　同向工作——输入输出作同向运动

将**端子 3** 接输入，**端子** 2 接地线，其结果令人吃惊，如图 1.16 所示，输入和输出的电压居然也是**同向运动**！这和油压装置一样，构成了**非反向运动**。

这是一件非常重要的事情。对于反向运动，端子 2 的输入称为“**－输入**”。对于同向运动，端子 3 的输入称为“**＋输入**”。

1.6 杠杆原理的彻底研究

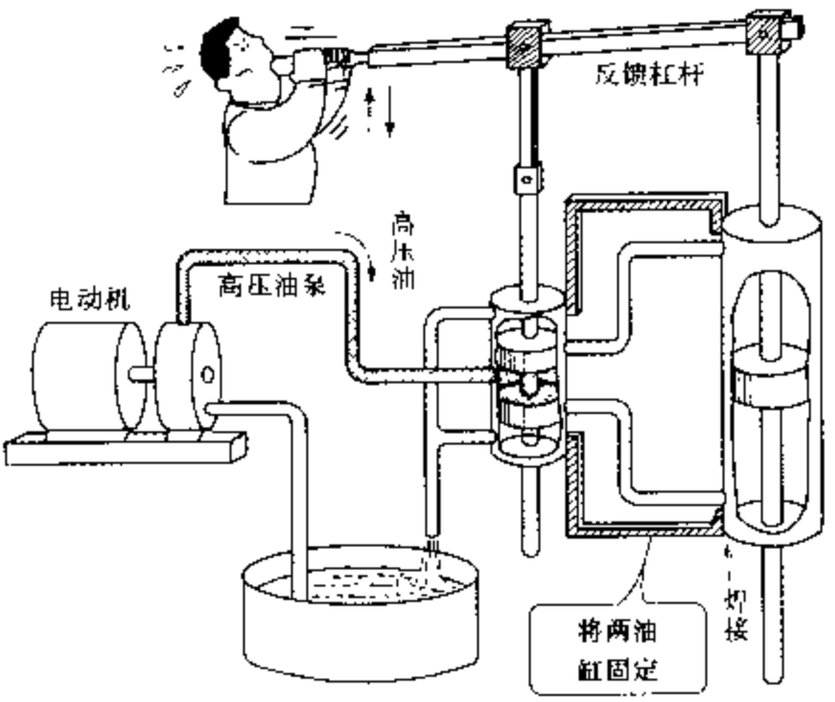


图 1.18 在油压装置上装"杠杆"

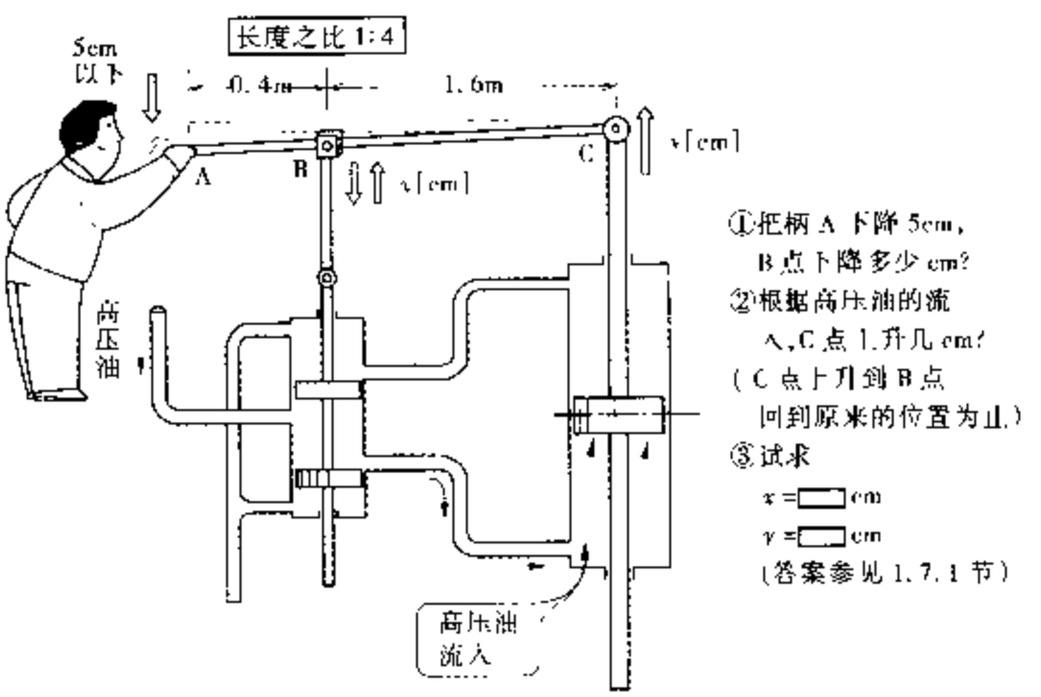


图 1.19 反馈杠杆将输出 C 的运动反馈给输入 B

1.6.1　杠杆的反馈原理

在如图 1.18 所示的油压装置中，阀门一侧的活塞和输出一侧的活塞通过“杠杆”进行连动。

从图 1.19 和图 1.20 所示可以得知，输出活塞朝着与阀门的运动**相反的方向**运动，并将其运动**返回**给输入侧。于是，这种杠杆称为**反馈杠杆**。另外，由于输入与输出方向相反，所以把这种反馈运动称为**负反馈运动**。这是一个非常重要的概念。

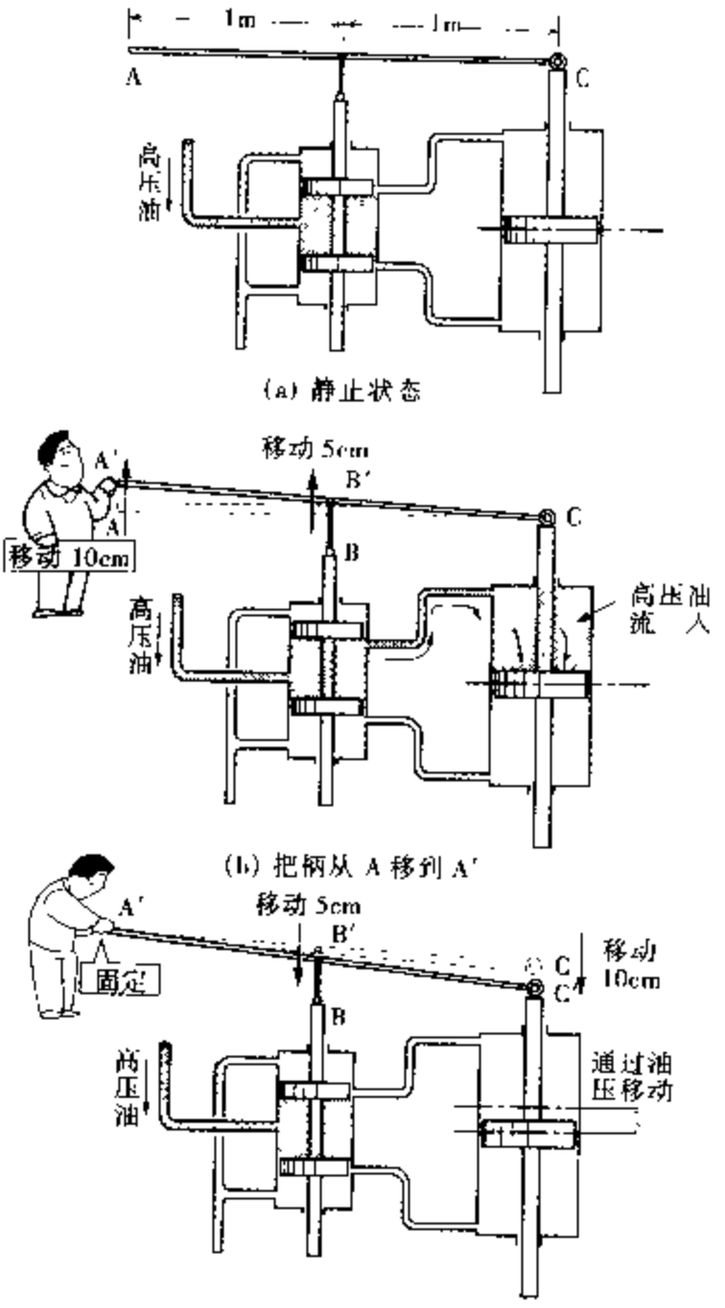


图 1.20　安装反馈杠杆的油压装置的工作

图 1.20 所示按照杠杆的操作顺序表示了输出活塞通过反馈杠杆一直运动到输入侧的移动（阀门的移动）回到原来的位置为止。

由于负反馈运动，活塞不会一下子运动到终点。把柄 A 的移动和输出活塞 C 的移动长度（位移）与杠杆长度的比例分配有关。参照图 1.20，请计算图 1.19 所示中的 x 和 y 值。

1.7 “杠杆”和“电阻”

1.7.1 通过杠杆的运动来控制油压装置的运动

我们已经知道，对于油压装置的运动来说，杠杆的作用很重要。同样，我们将会慢慢明白，对于运算放大器的工作来说，“负反馈电阻”的作用也很重要。为此，首先理解关于杠杆和电阻的功能可能是一种捷径。

图 1.21 所示表示了以杠杆一端为支点、各点的移动与长度的比例关系。图中的公式可以按如下方式进行计算：

将$\frac{w\,[\mathrm{cm}]}{5}=\frac{x\,[\mathrm{cm}]}{4}$对角相乘可得：$4w=5x$。下面套用此式来进行图 1.19 中的有关计算。

由于 A 点即 $w=5\mathrm{cm}$，所以，$4\times(5)=5x$，求得：$x=4\mathrm{cm}$。将此值代入到公式的右边，则有 $5\times(4)=1\times y$，可得 $y=20\mathrm{cm}$。

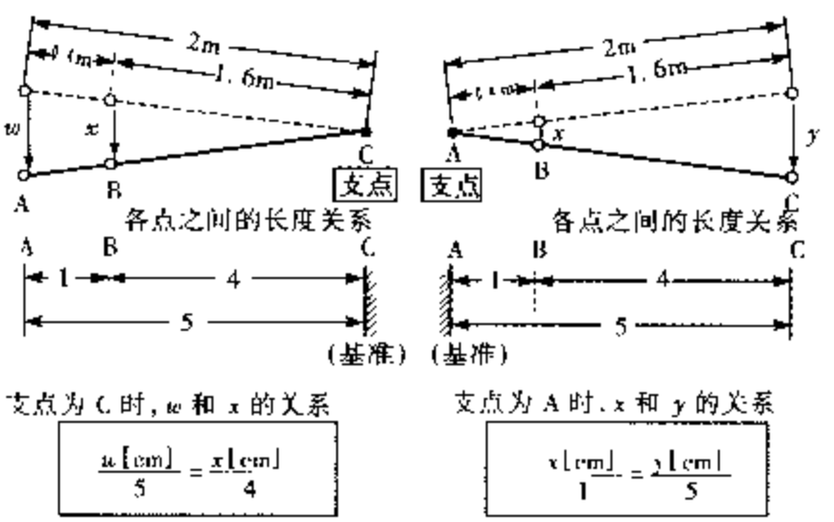


图 1.21 杠杆的运动与长度的比例有关

1.7.2 “杠杆”和“电阻”的工作原理类似

如图 1.22 所示，将电阻串联，若在这些电阻两端加上电压，则接点Ⓑ的电压将按照电阻值的比例关系进行确定。类似于杠杆的支点，可以把电阻的任意一端定为**基准点**。下面就图 1.22 所示的基准点定为Ⓐ和Ⓒ的情况，对Ⓑ的电压进行计算。

和杠杆的情况一样，将数值代入后，对角相乘。

基准点为Ⓒ时，$5 \times (3\text{V}) = 6 \times$ Ⓑ点电压，可得Ⓑ $= 2.5\text{V}$。

基准点为Ⓐ时，$1 \times (3\text{V}) = 6 \times$ Ⓑ点电压，可得Ⓑ $= 0.5\text{V}$。

这里电压设为 3V，如果更换电池，则用更换后的电池电压替换相应的数值即可。

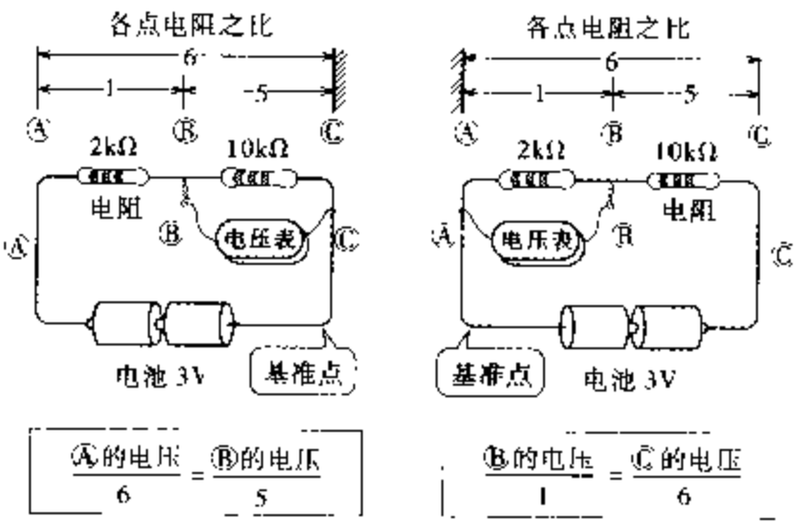


图 1.22 通过电阻进行电压分配

1.8 在运算放大器上连接电阻

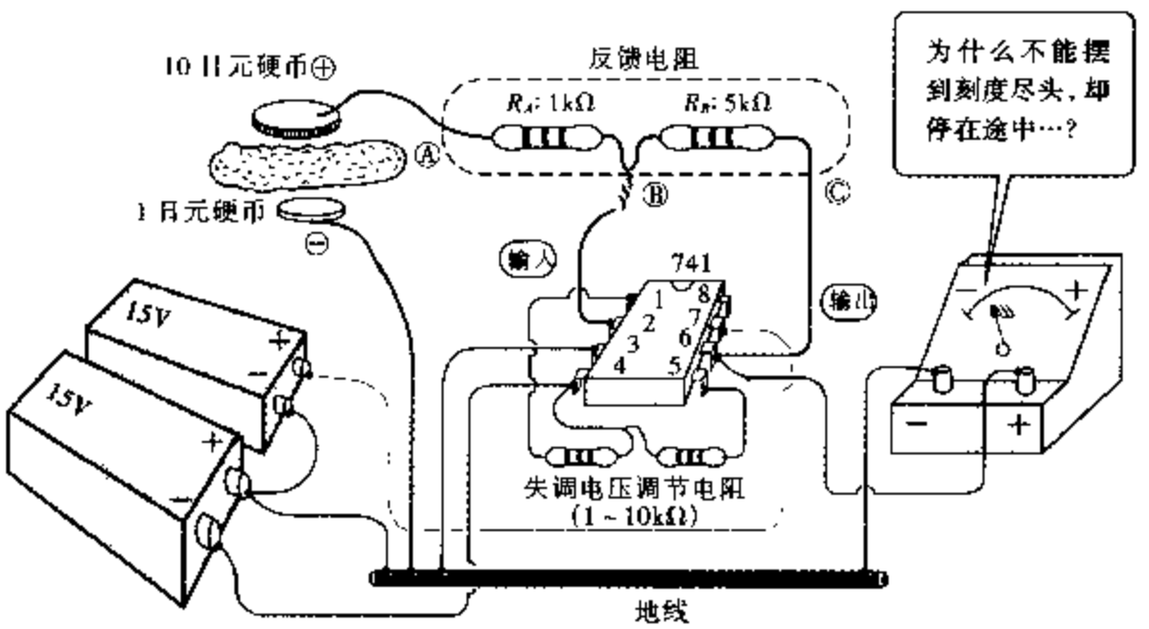


图 1.23　在运算放大器上连接反馈电阻

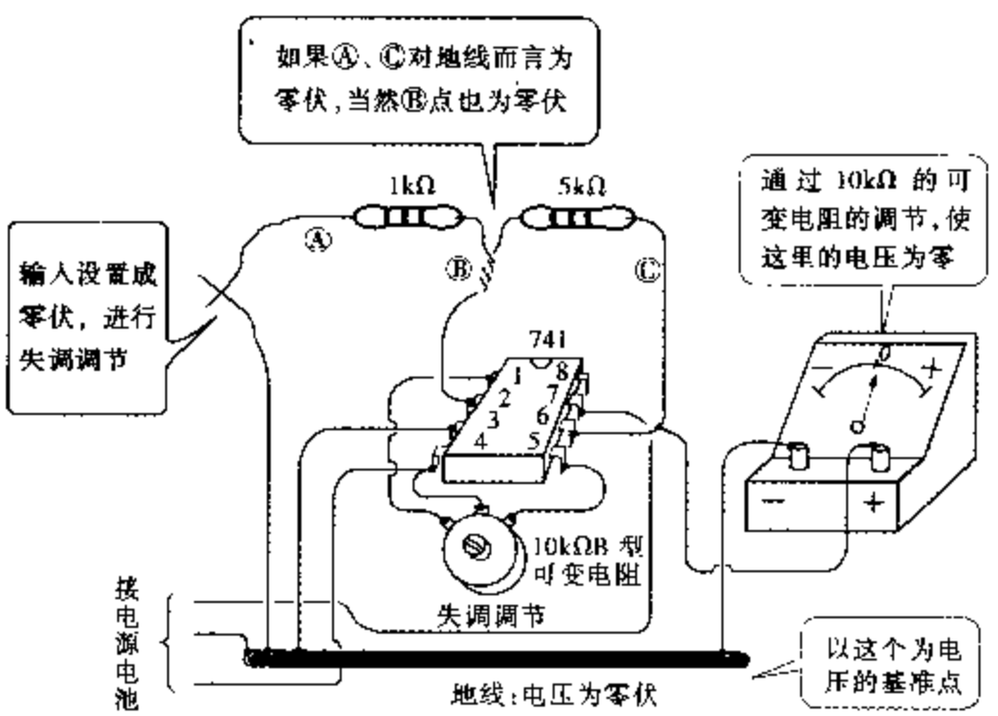
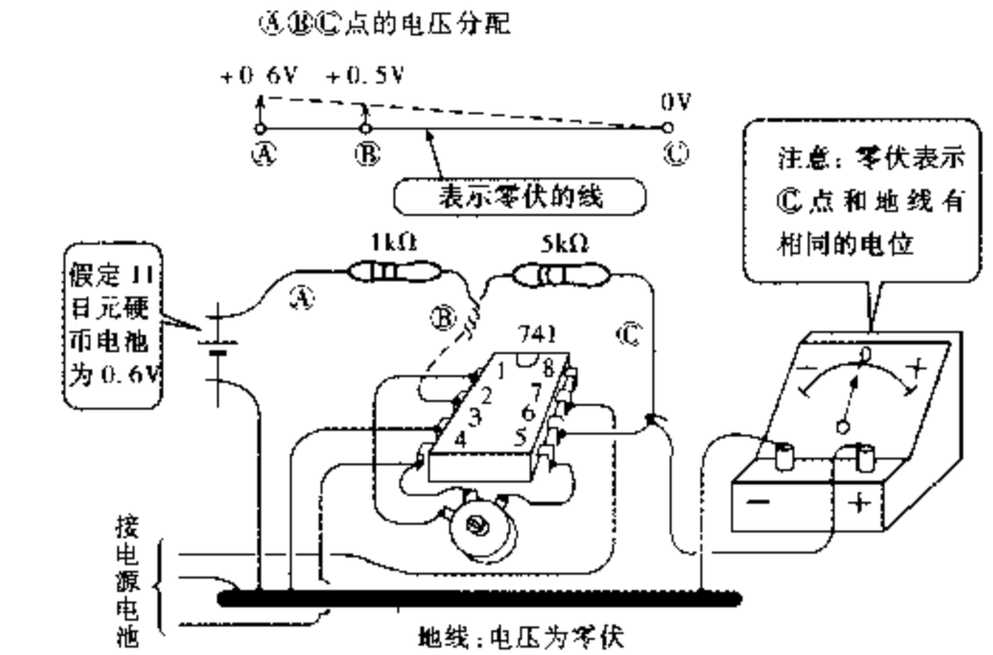


图 1.24　输入设置为零，进行失调调节

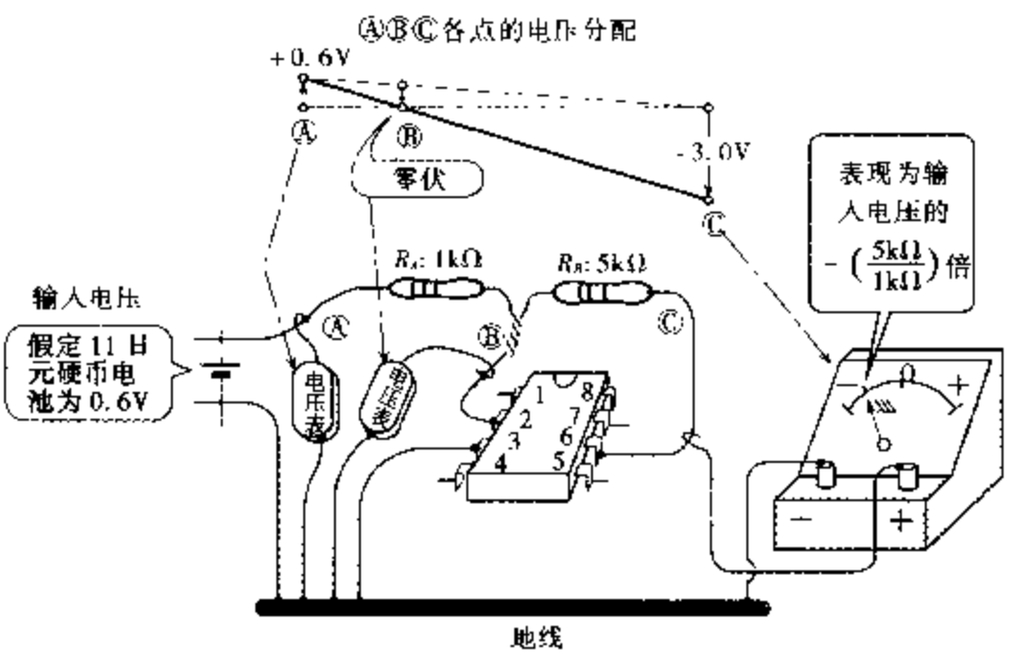
1.8.1　失调调节法

如图 1.23 所示，在运算放大器上连接**电阻**，犹如在油压装置上装**杠杆**一样。下面就其功能和调整方法进行说明。

首先使输入变为零伏，然后调节可变电阻，使输出端子 6 的



(a) 向端子 2(－输入)加电压



(b) 通过端子 6(输出)反馈到端子 2

图 1.25　运算放大器的工作

失调电压为零，如图 1.24 所示。如果失调电压调节电阻采用如图 1.23 所示的固定电阻，电阻的比值往往需要修改多次，效率很低。所以，最好采用如图 1.24 所示的**可变电阻**。

1.8.2　反馈电阻的作用

失调调节结束后，在输入侧接上 11 日元电池（电压设为 0.6V），端子 2 与Ⓑ点不连接，如图 1.25(a)所示。

如果套用前一页的电压和电阻的比例分配关系，由于失调调节作用，**Ⓒ点的电压为零**，所以，如果在Ⓐ点上加 0.6V，则Ⓑ点变为 0.5V（参照图(a)的电压分配图）。

这里，假定Ⓑ点与**端子 2** 相接，由于有 +0.5V 的电压，**输出端子 6** 很快出现负电压。若端子 6 变成 −3.0V，根据电阻电压比例分配关系，Ⓑ点**回到原来的 0V**，输出电压稳定在 −3.0V（参照图(b)）。

1.9 全由你决定

1.9.1　放大倍数由电阻的比值决定

没有"杠杆",活塞会"咚嗖"一声一下子冲到尽头。装上反馈杠杆,油压装置的运动会变得温和起来,而且输入(把柄)侧和输出侧的冲程之比由杠杆的长度之比决定。

同样,在运算放大器的输入端加入微小电压,输出端的电压表会忽然摆动到刻度尽头。但若装上反馈电阻,输入电压将被放大到电阻之比 R_B/R_1 倍后在输出端出现。例如,如图 1.26 所示,设 $R_1=1\text{k}\Omega$, $R_B=100\text{k}\Omega$,若在Ⓐ点加 0.05V,Ⓒ点变成 100 倍,即有 -5V 的电压输出。

如图 1.26 所示,无论是油压装置还是运算放大器情况都一样,即图中电阻的作用与以Ⓑ点为支点的杠杆的作用相一致。

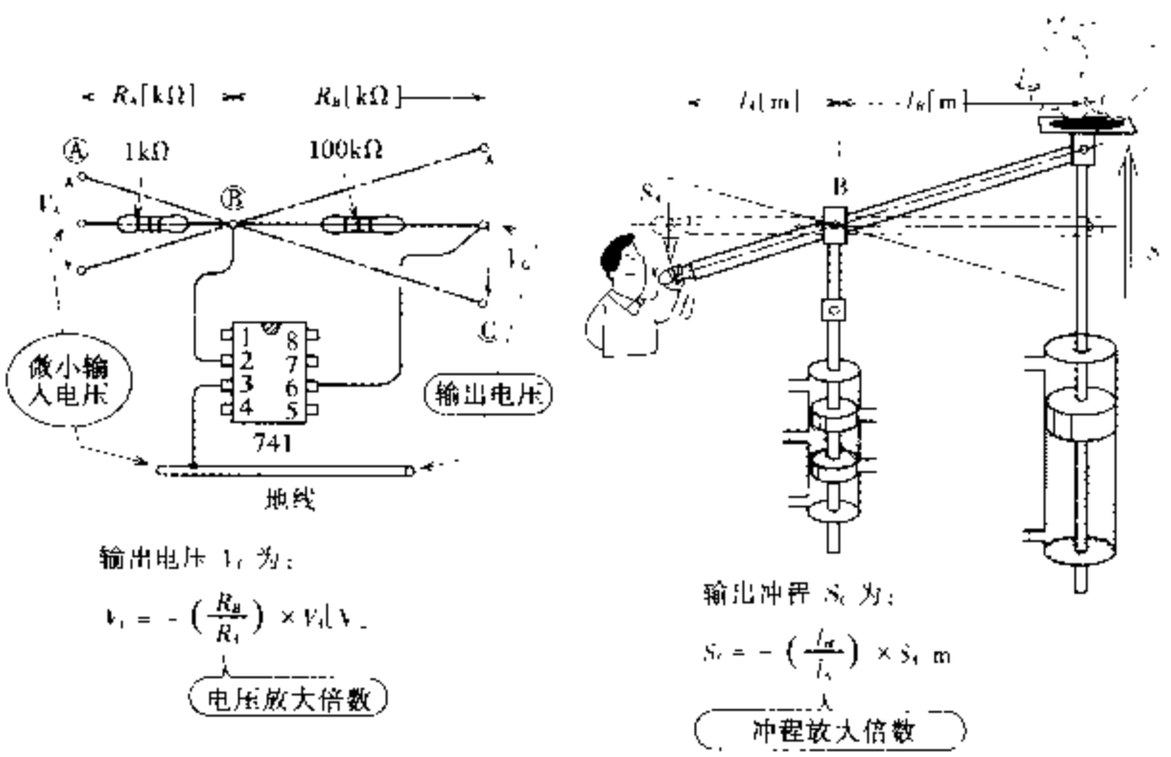


图 1.26　不可思议的杠杆和电阻

在如图 1.27 所示的真“杠杆”中，假设冲程为 50 倍，大象想把猴子举到 10m 高的地方，则大象需要用猴子体重 50 倍的力去踩杠杆。也就是说，杠杆两端的工作量相等。可是，运算放大器和油压装置可以把很**微小的输入运动**变成**很大的输出运动**，真是一个“不可思议的杠杆”。这种类型的作用就叫**放大**。

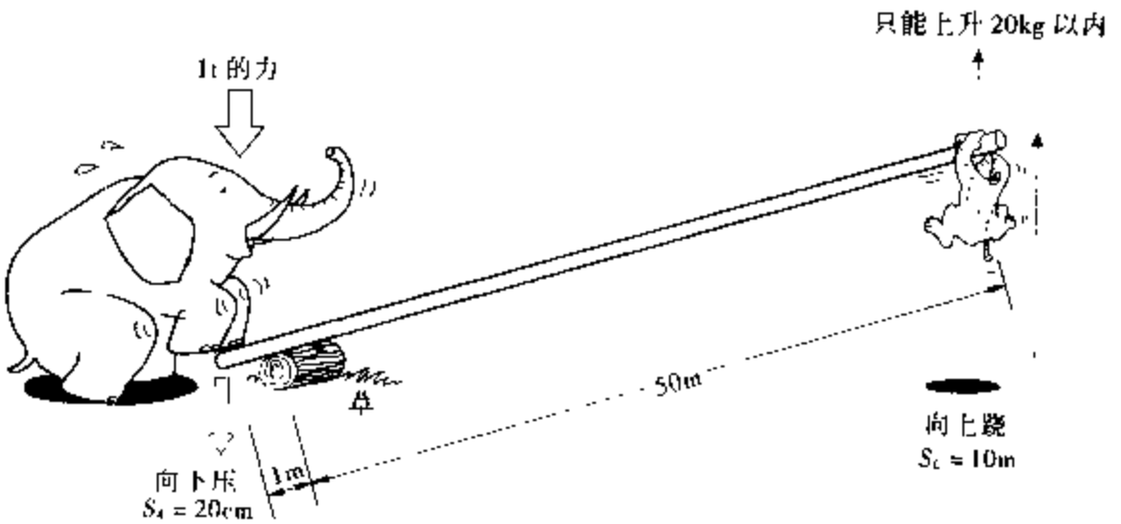


图 1.27　　个真实的“杠杆”

1.9.2　对于运放来说，“全由负反馈决定”

如图 1.26 所示，油压装置和运算放大器的放大原理为什么会与以Ⓑ为支点的杠杆的原理相一致呢？

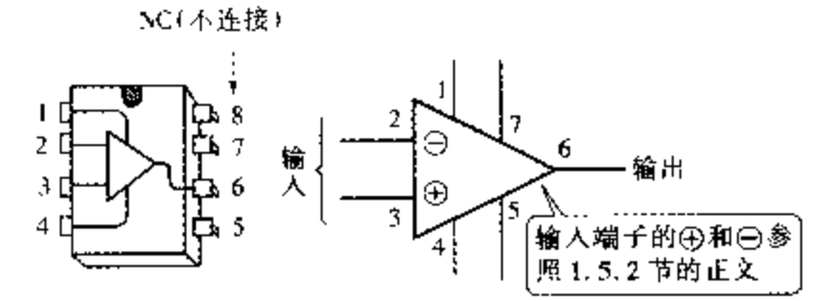
其原因是，对于Ⓐ点的输入，在Ⓑ点产生的位移或电压通过Ⓒ点的反馈功能，总是回到原来的位置。

也就是说，输出电压（或位移）由二个电阻的比值关系来决定，并与端子 2 的输入电压极性相反，以达到平衡。这个作用叫做负反馈，由**负反馈量的大小**决定运算放大器的**放大倍数**。

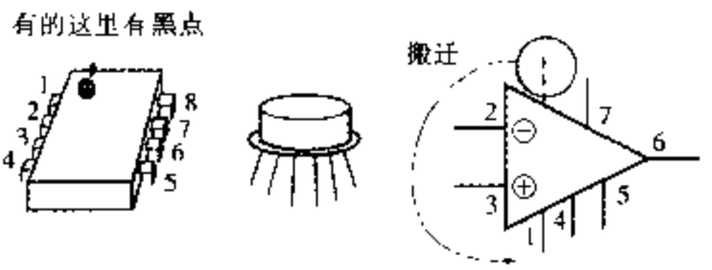
负反馈量大，则放大倍数下降。负反馈量小，则放大倍数上升。

所以，如果不能理解到目前为止的内容，即不懂负反馈原理的话，可以说没有掌握运算放大器。

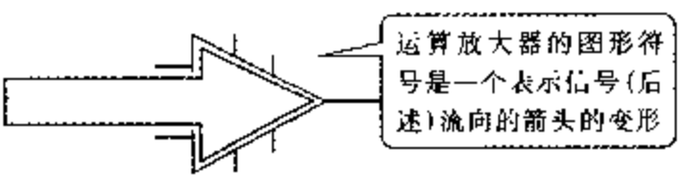
1.10 运算放大器的图形符号



(a) 集成运算放大器端子的连接和图形符号



(b) 无论什么类型的集成运算放大器都用同样的图形符号表示



(c) 运算放大器图形符号和箭头

图 1.28 集成运算放大器的图形符号

1.10.1 使用图形符号使电路图变得简明

画运算放大器电路图，到目前为止采用的是集成运算放大器的外形图。这种方法效率低，而且不实用，于是改用三角形图形符号表示。

图 1.28(a)表示了集成运算放大器的内部连接与图形符号间的关系。图 1.28(b)要求任何一种集成运算放大器都用同一图形符号表示。注意图形符号的**引线**和集成运算放大器的端子编号不一定相同。例如，在图 1.28(b)中，“1”可以移到其他地方。但**输入输出的引线**必须按照图 1.28(a)所示的方法去描述。

1.10.2 没有逆流的"力"

如图 1.29 所示，即使大象在拼命地加油拉，但由于其反作用引起的油压上升的量均匀地加到阀门的上下活塞，所以不会对猫产生任何影响，即没有从输出侧到输入侧逆流方向的"力"。

同样，运算放大器也没有任何逆流方向的"力(信号)"。这也是放大器的特征，它意味着**运算放大器**中的信号只朝一个方向流动。如图 1.28(c)所示，图形符号变成了一个尖箭头。

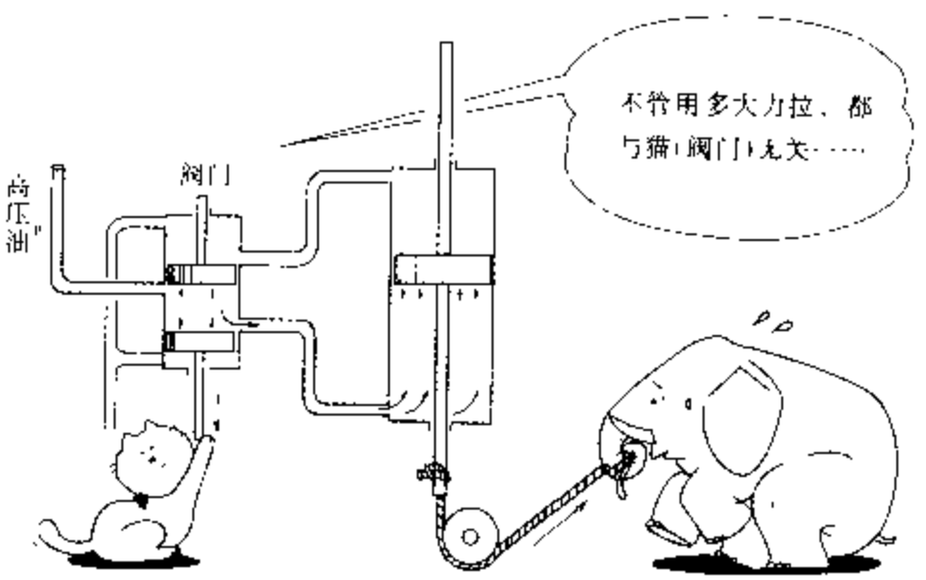


图 1.29 不要进行无用的抵抗!

1.11 信号和电能

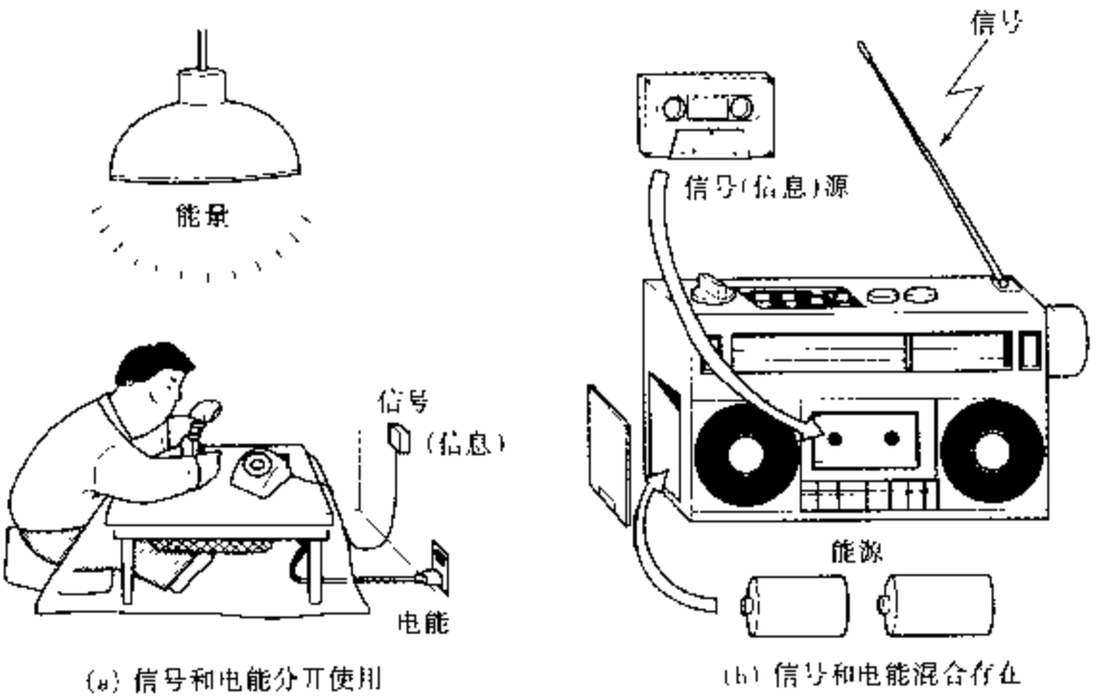
1.11.1 电的利用方法

电的利用方法分为两大类，一类是像电暖炉和照明那样以电能的形式进行利用，另一类像电话那样以**发送信息**的形式进行利用。在如图 1.30(b) 所示的电子产品中，用作电能的电源电流和用作信息发送的信号电流混在一起运动。如图 1.31 所示，集成运算放大器的情况也一样。

1.11.2 唱主角当然是信号

集成运算放大器的目的是为了**放大**微弱信号（含有信息的电压或电流）。这里，“**信号**”是主角，电源电流只不过是帮助“信号放大”的配角。所以，如图 1.31 所示的那样，在画电路图时一般将电源部分省掉。

省掉电源部分后的电路图按如图 1.32 左图所示的方法去描



(a) 信号和电能分开使用　　(b) 信号和电能混合存在

图 1.30 信号和电能哪一个是主角

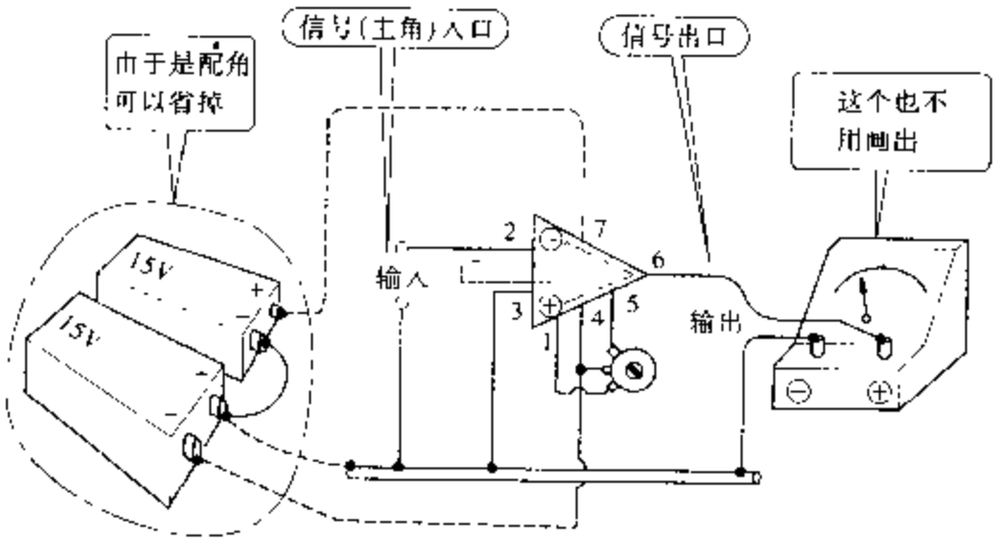


图 1.31　信号通路

绘。另外，由于只有在与电源相接和失调调节作为前提条件的情况下，才有可能有放大作用　当然电源和失调调节也可以省掉，省掉后的电路图如图 1.32 右图所示。

这里，再次检查一下是否弄清了关于运算放大器的输入与输出　信号是主角，运算放大器的输入是**信号的入口**，而运算放大器的输出则是**信号的出口**。

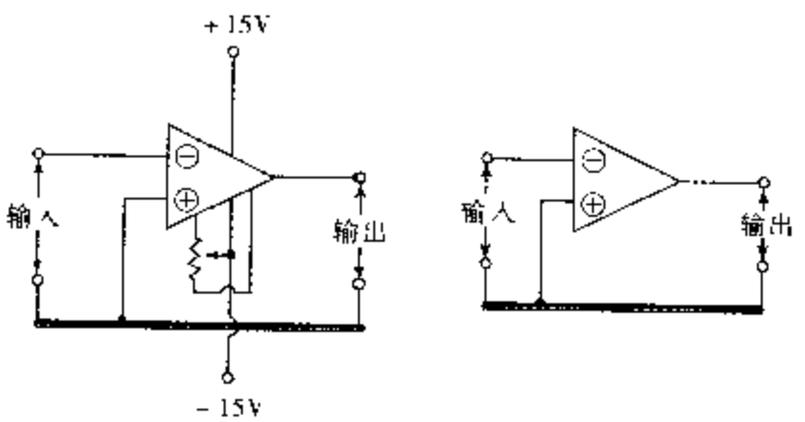


图 1.32　看不到配角

1.12 什么叫 dB(分贝)单位

1.12.1　一种从巨大到微小无所不包的尺度

我们很艰辛地生活在一个巨大宇宙的角落。我们的身边也存在着原子、分子等微小世界。为了认识这样的现实世界，如图 1.33 所示，对于巨大世界，我们使用“光年”或者“km”单位，对于微小世界，我们使用“μm”(微米)单位。一般情况就这样分别使用各自合适的尺度（单位）。但在电子学领域中，还得需要别的尺度。

例如，从放大 10 万倍到衰减(缩小) 1/(10 万倍)，如果用同一种尺度去测量的话，也就相当于在长度测量中 100 km 和 10μm 都用同一尺度去度量。在这种情况下，合适的度量单位是“**dB**”(**分贝**)单位。如图 1.33 所示，用于测量微小的左边部分的刻度间隙大，用于测量巨大物体的右边部分的刻度间隙渐渐缩小。

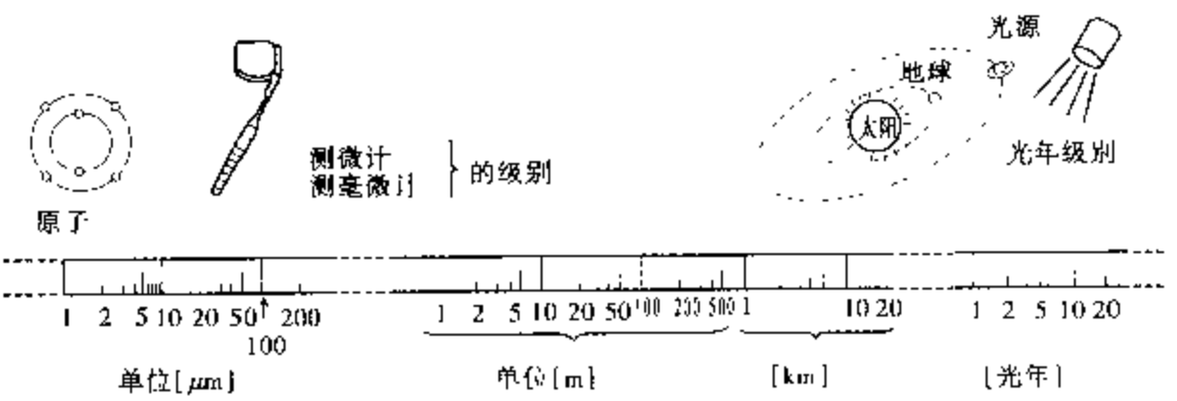


图 1.33　dB(分贝)度量单位

1.12.2　将倍数 A 换算成增益 G

将放大倍数 A(倍)换算成增益 G 的换算公式如下：

$$G = 20 \times \log_{10} A[\mathrm{dB}]$$

用这个公式，下面对运算放大器的放大倍数为 1 千倍的情况进行计算。由于

$$A = 1\text{ 千} = 10^3 \text{ 以及 } \quad \log_{10} 10^3 = 3$$

所以可得

$$G = 20 \times 3 = 60\ \text{dB}$$

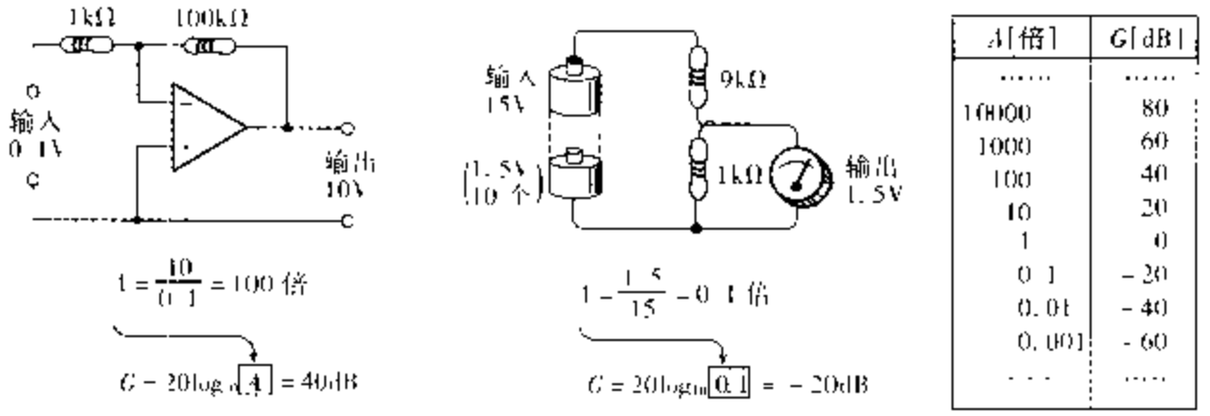
按这种方式进行计算，可以得到如图 1.34 所示的表，这个表表示了 A 为 10 的整数次幂时 A 和 G 的关系。

作为例题，对于 A 不是 10 的倍数而是 $A = 2$ 倍的情况进行计算

使用计算器或对数表，可求得：$\log_{10}2 = 0.301$. 所以

$$G = 20 \times 0.301 = 6.02\text{dB}$$

同样，若 $A = 1/2$，则得 $G = -6.0\text{dB}$



A[倍]	G[dB]
……	……
10000	80
1000	60
100	40
10	20
1	0
0.1	-20
0.01	-40
0.001	-60
……	……

图 1.34　倍数 A 与增益 G 的关系

本章小结

(1) 运算放大器的工作原理和油压装置的工作原理类似。只要用**电流**替代高压油的流动，用**电压**替代阀门和活塞的位移即可。

(2) 运算放大器是用于放大微小电压(特别是直流)信号的电子电路

(3) 集成运算放大器的输入即使为零，仍然有电压输出(失调电压)。这个电压可以通过可变电阻调整为零，用于调节这个电压的端子称为失调调零端子

在输入端仅加一点电压就可以使输出电压变成零，这时的输入电压称为输入失调电压。

(4) 运算放大器有反相工作和同相工作两个输入端子。

(5) 运算放大器由负反馈电阻的比值关系决定放大倍数。所以，理解运算放大器的负反馈是理解运算放大器的第一步。

(6) 串联电阻的分压原理同杠杆的原理类似。

(7) 运算放大器的图形符号是箭头的变形，这表明需要放大的信号是单向性的。

(8) 电的利用方法可分为电能发送和信号(信息)发送两大类。运算放大器要达到放大信号的目的，必须借助电能。不过，画电路图时，可以省掉允当配角的能源。

(9) 放大倍数用增益 G(dB) 来表示，增益的特点是值越大，压缩就越大

II

规格表的读法和用法

拿到一个集成运算放大器，无论是有电路图，还是没有电路图，开始使用时肯定会出现一些疑难问题。例如，这个集成运算放大器可使用的温度最高可以达到多高为止？输出端子短路不要紧吗？端子如何连接？制作好的电路如何让它工作?没给输入，怎么会出现输出？输入信号的频率提高后，输出为什么会产生失真？等等，会出现各式各样的问题。规格表可以让我们解决这样一些疑难问题。现在所使用的集成运算放大器有原创品和非原创品之分，两者即使可以互换，特性也未必一致。所以，本章涉及到的内容将包括集成运算放大器的型号和电气特性。

2.1 集成运算放大器型号的鉴别

2.1.1 封装各式各样(就外形而言)

运算放大器同晶体管、数字集成电路一样有各种各样的外形。基本上有**双列直插**型(DIP 型)、与晶体管相类似的**金属管壳**型(TO-5 型)、**塑封**型(TO-92 型, TO-202 型)和**扁平封装**型(F 型)。

运算放大器主要以一芯片一电路的形式进行封装,所以端子数少,同晶体管一样,TO 型居多。但是,现在由于封装密度的提高,也使用**双列**型(同一电路在一块芯片上封装两套)和**四列**型(同一电路在一块芯片上封装四套)。由于考虑到印刷线路板的安装条件,所以适宜的双列直插型也多了起来。图 2.1 所示给出了各式各样的封装。



(a) 金属管壳型(TO-5)



(b) 双列直插型(DIP)



(c) 双列直插型(DIP)



(d) 扁平封装型



(a) 引零型(TO-202) (b) 带翅型

图 2.1 运算放大器所使用的封装



图 2.2 运算放大器的名称

2.1.2 我的名字是 301(内容描述)

拿到一个集成运算放大器，就会看到如图 2.2 所示外壳上的符号。这些符号是运算放大器的名称(型号)。国外厂家的产品和国内厂家的产品即使特性等同，型号也常常不一样(与**原创品**和**非原创品**有关)，需要互换表。但是，如果各厂家的型号都有各自独特的个性的话，通过看型号就可以大致知道是哪一家生产的，并且可以与数字集成电路区别开来。图 2.3 列出了一些国内外有代表性的型号(即使同一厂家，也不一定像图 2.3 所描述的那样)。近年来非原创品逐渐开始使用和原创品一样的型号(编码)。

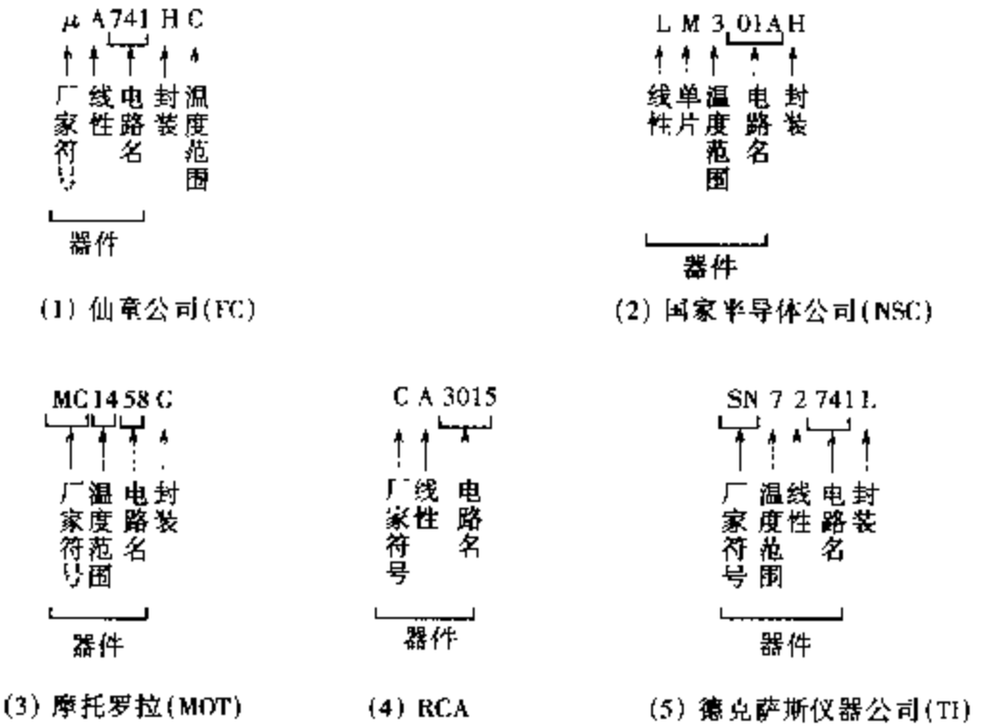


图 2.3 集成运放型名和内容

通过图 2.3 不难发现，根据标在型号头部的符号可以得知其厂商。表 2.1 罗列了日本国内可购买到的运算放大器的制造厂家和厂家符号。

表 2.1 制造厂家与厂家符号

μA	**Fairchild (FC)**
LM, LF	**National Semiconductor (NSC)**
AD	Analog Devices (AD)
OPA	Burr Brown (BB)
HA	HARRIS (HA)
ICL	INTERSIL (INT)
LT	LINEAR TECHNOLOGT (LTC)
MC	**MOTOROLA (MOT)**
MA	ANALOG SYSTEMS (AS)
OP	**Precision Monolichics (PMI)**
RC	RAYTHEON (RAY)
CA	RCA
NE	SIGNETICS (SIG)
TL	**Texas Instruments (TI)**
MB	富士通
NJM	新日本无线(JRC)
AN	松下
M	三菱
·	日本电气
IR	夏普

2.2 集成运算放大器的外形尺寸和工作温度

2.2.1 集成运算放大器的外形尺寸

集成运算放大器的尺寸如图 2.4 所示，单位为“in”。（ ）内数值的单位是“**mm**”（毫米）。1in 约等于 25.4mm。记住这个换算关系会使计算变得很方便。数字集成电路的尺寸也一样。

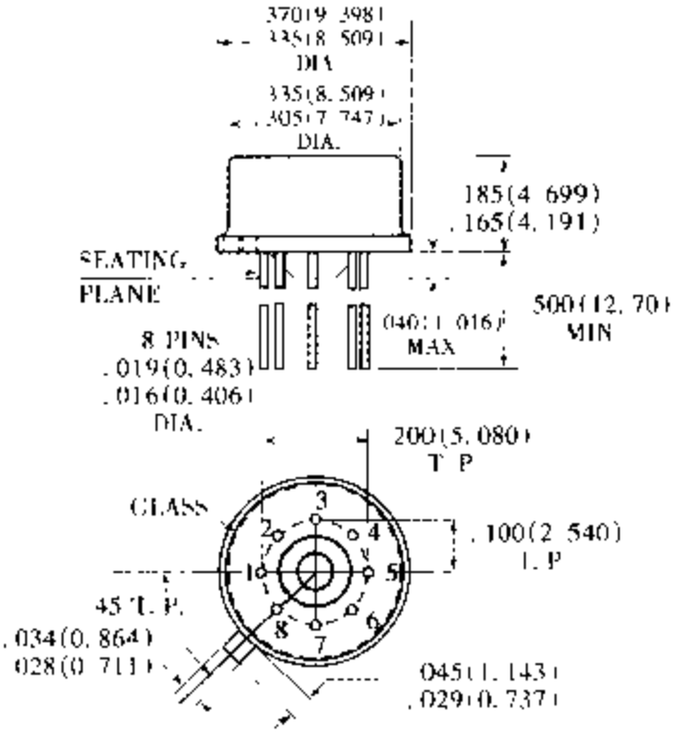
2.2.2 工作温度

集成运算放大器和其他有源元件一样对温度很敏感。所以，各厂家为了保证产品的性能，确定了**温度范围**。国外产品根据用途分为**民用**、**产业用**和**军用**三个不同类别，而被称为 MIL 规格的军用产品最为严格。这不仅是对温度范围的分类，而且也是对产品等级的分类。但是，在日本国内厂家的产品中，温度范围的符号上无等级分类的很多。表 2.2 和表 2.3 对这些分类进行了说明。

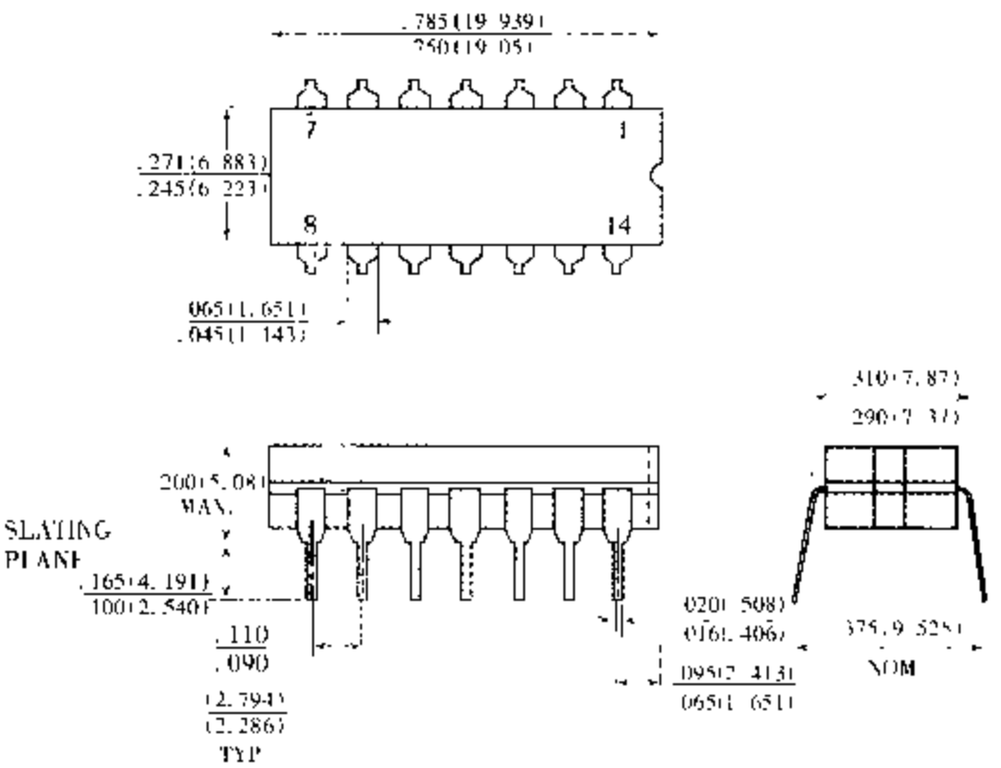
表 2.2 一般的温度范围

保存温度范围	−65 ~ +150℃	
焊接温度	60s 焊接 300℃以下 10s 焊接 300℃以下	因厂家不同而不同
工作温度范围	军用 −55 ~ 125℃ · · · · · · MIL 规格产品（美国军用规格） 产业用 −25 ~ 85℃ 民用 0 ~ 70℃	

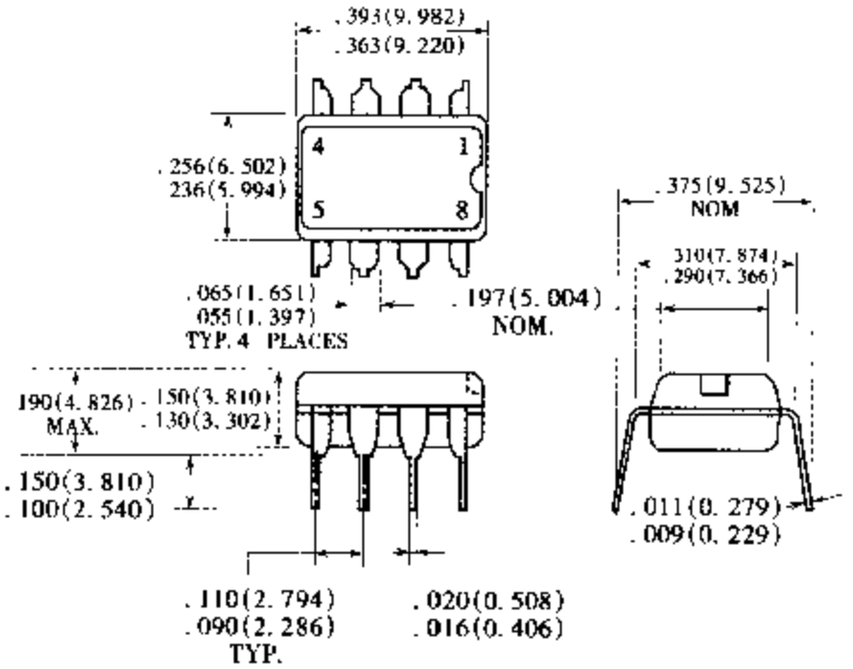
注：要注意，根据厂商和封装的不同而不同。



(a) 管壳型(基于 TO-119 标准)



(b) 14 脚双列直插型(基于 TO-116)



(c) 8 脚双列直插型

图 2.4　具有代表性的集成运算放大器的外形尺寸
(选自 FC 规格表)

表 2.3　国外厂家的工作温度范围

○ μA741H (FC)	M	……军　用	−55～125℃ (−55～85℃)
	Y	……工业用	−20～85℃ (−40～85℃)
	C	……民　用	0～70℃ (0～75℃)
○ MC (MOT)	14	20G …… 14	……0～70℃
	15	20G …… 15	……−55～125℃
○ LM (NSC)	1	01AH…… 1	……−55～125℃
	2	01AH…… 2	……−25～85℃
	3	01AH…… 3	……0～70℃

注:这是保证能工作的温度范围。所以,即使在规定的温度范围内使用,也不一定就有规格表所给出的特性。

日本国内厂家的产品多为 **0～70℃**和 **−25～85℃**两类(没有相当于军用规格的)。查看一下参数表,就会发现有些产品不一定就是表 2.3 所说的那样。可以把这种现象看成与原创品和非原创品有关。

原创品和非原创品:

厂家发表的新创作的集成电路叫做原创品。其他厂家以此为基础，制作的同一特性、同一功能的产品称为非原创品。所以，有仙童(Fair Child)公司采用国家半导体(National Semiconductor) 公司的方式制作的产品，也有反过来的产品。不仅如此，还有其他厂家采用同样的方式制作的产品(除了词头的字符不同外，各厂家仍然使用同一号码和符号)。

例如 LM301A(NSC)的非原创品有

μA301A (FC)
MLM301A (MOT)
SN72301A (TI)
⋮

2.3 电气特性之一(极限参数)

2.3.1 使用不当会损坏(极限参数)

表 2.4 LM101A 系列的极限参数

	LM101A	LM201A	LM301A
电源电压	±22V	±22V	±18V
内部功耗	500mW	500mW	500mW[1]
差动输入电压	±30V	±30V	±30V
输入电压	±15V	±15V	±15V[2]
输出可短路时间	没有规定	没有规定	没有规定[3]
工作温度范围	-55~125℃	-25~85℃	0~70℃
保存温度范围	-65~150℃	-65~150℃	-65~150℃
引脚温度(10 秒)	300℃	300℃	300℃

1) LM101A 的最高芯片温度为 150℃，而 LM201A 和 LM301A 为 100℃。当遇到温度上升时，TO-5 会从芯片向外界散发 150℃/W 的电阻热。所以，当环境温度升高时，必须降低标准后才能使用。

2) 当电源电压为 ±15V 以下时，绝对最大输入电压就是电源电压的值。

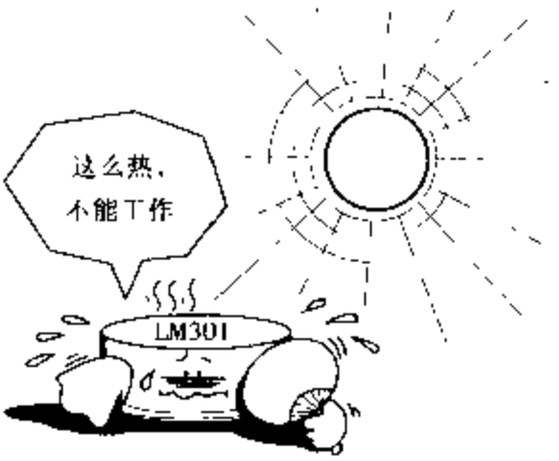
3) LM101A 和 LM201A 可允许连续短路的条件是外壳温度为 125℃，环境温度为 75℃，而 LM301A 可允许连续短路的条件是外壳温度为 70℃，环境温度为 55℃。

表 2.4 表示了 LM101A 系列的**极限参数**。这个极限参数可以说是厂家为了保证性能而制定的最大条件。在使用时，这些条件中的任意一项都不能超过它的规定值。另外，环境温度和其他半导体一样定为 **25℃**。所以必须注意由环境温度所左右的参数，如**内部功率消耗**和**输出可短路时间**。

(1) 电源电压

运算放大器一般使用“±”两个电源。使用运算放大器的

目的是为了处理模拟量。电子信号的**模拟量以零为基准，有“+”和“-”两种**。若要考虑这个因素的话，采用“±”两个电源比较合适。也可以只采用一个电源，这时需要设置偏置电路。MIL 规格和产业用产品最大电源电压为 ±22V，民用为 ±18V。在使用时，**MIL 规格和产业用产品一般以 ±20V 为标准，民用以 ±15V 为标准**。



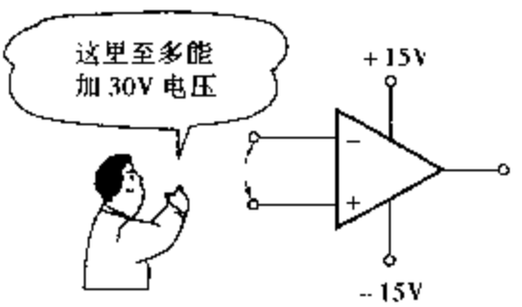


图 2.5　关于输入电压

(2)　内部功耗

运算放大器加上电源电压，电流会流动起来。如果让它工作，则电流会按工作量的大小而发生相应的变化。这样会使内部功率损耗增加，转变成热，最终使自己升温。随着温度的变化，半导体的特性会发生很大的改变。为了规定内部发热量，制定了内部功耗的最大值。如果考虑到散热以及封装的类型，这个值会有变化。金属管壳型为 500mW 居多。如果环境温度升高，则必须降低内部功率消耗。一般来说，可以通过改善散热条件，或者降低电源电压来改善使用条件。

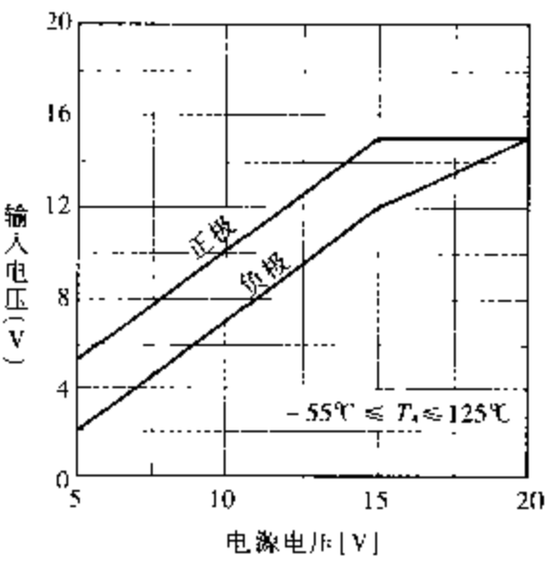


图 2.6　电源电压和输入电压的关系

(3)　差动输入电压

运算放大器有同相输入端子和反相输入端子。差动输入

电压是指在这两个输入端子之间能够加入的最大电压值。

表 2.4 规定最大值为 30V。这个数值前加上“±”是因为要确定两个输入端子中哪一个为高电平(+)。

(4) 输入电压

这个参数是指在两输入端子当中的一个与地线之间能够加入的最大电压值。当电源电压达到极限参数值时，这个值为 ±15V。当电源电压为 ±15V 以下时，绝对最大输入电压就是实际电源电压的值。这个关系如图 2.6 所示。

(5) 保存温度范围

如果集成运算放大器按照参数表上所记载的温度范围去保存，那么既不会损坏，也不会变质。这个由制作材料特别是封装材料来确定。

(6) 工作温度范围

运算放大器可以使用的温度范围根据使用目的，分为下列三类：

军　用(MIL 规格)	−55 ~ 125℃
产业用	−25 ~ 85℃
民　用	0 ~ 70℃

在这个温度范围内它可以工作，但不能保证它的电气特性。25℃以外的电气特性可以通过标准特性曲线图来求得。

(7) 引脚温度

它就是焊接温度，根据厂家和封装的不同，有相当大的差异。FC 制造的和 NSC 制造的，即使封装相同且温度都为 300℃，但焊接时间仍然不相同，一般在 10s 以内焊接不会有问题。

(8) 输出可短路时间

在输出端子和地线或电源相接时会出现这种情况。一般没有规定(没有规定就表明为无限大)。虽然装有短路保护电路，但短路时温度还是有所上升的，所以无限大也是有条件的。下面来看看工作温度：MIL 规格、产业用产品外壳温度为 125℃，环境温度为 75℃。民用产品外壳温度为 70℃，环境温度为 55℃。所以，如果环境温度为 55℃的话，就不能让 LM301A 的输出发生短路。

差动输入电流:查看一下 LM308, 312, 316, 318 等规格,就会发现差动输入电压被差动输入电流取代了。制作这样的电流规格是因为在输入端子以背靠背的形式连接了防止过大电压的二极管,

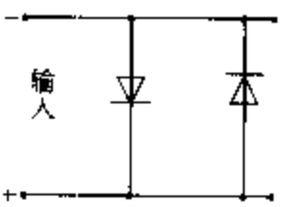


图 2.7

如图 2.7 所示,在两个输入端子之间连接了保护二极管。

2.4 电气特性之二(直流参数)

2.4.1 即使不输入也有输出(什么是输入失调电压)

如果把运算放大器看成是理想元件，当输入电压为零（同相输入和反相输入的差为零)时，则输出应为零。但实际上输出不为零，而是有电压产生。要使输出电压为零，则需要在输入端子之间加入电压。这个电压就叫输入失调电压(V_{os})。

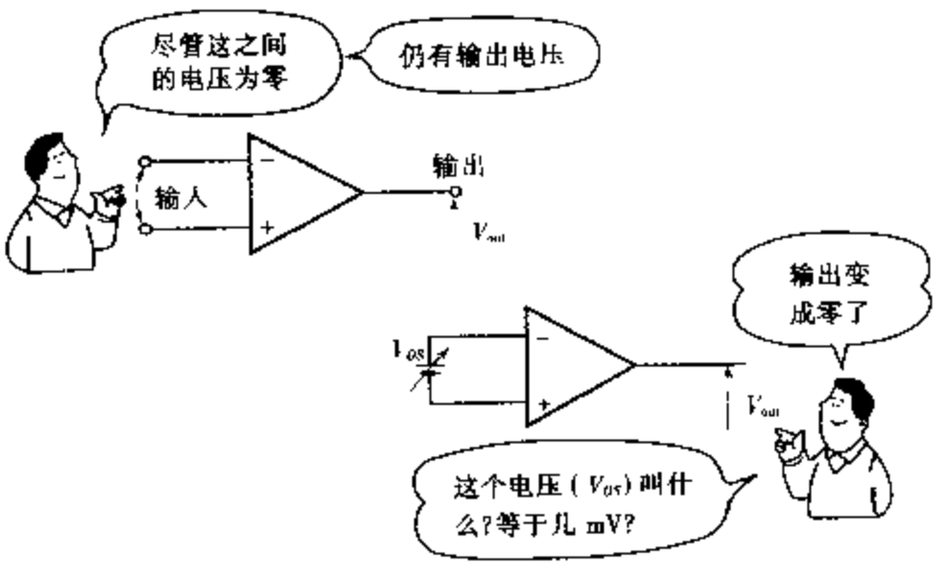


图 2.8 失调电压(V_{os})

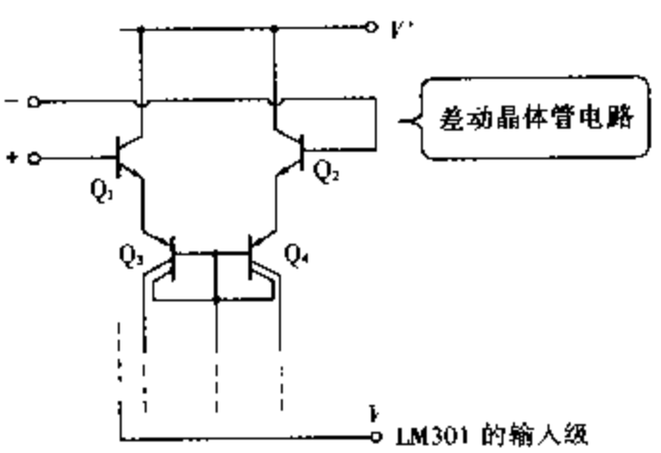


图 2.9 运算放大器的输入级电路

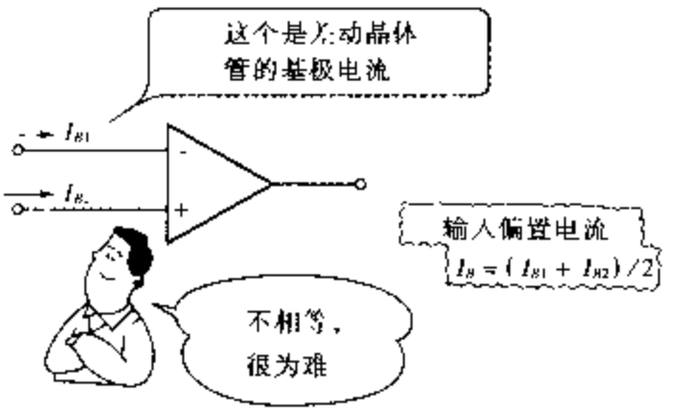


图 2.10　输入偏置电路

为什么输出会不为零呢？在如图 2.9 所示的运算放大器中，Q_1 和 Q_2 是差动输入晶体管。要求这两个晶体管的特性完全一致，但实际上要使它们完全平衡是做不到的，其原因是特性上参差不齐。所以，有些集成运算放大器带有失调调零端子。此外，输入失调电压会随温度变化而变化，这是一个很难处理的参数。在常温下输入失调电压一般为几毫伏左右。

2.4.2　输入偏置电流和失调电流

理想的运算放大器不会有输入电流产生，但是实际上输入电流不为零。这个称为输入偏置电流，并定义为 $I_B = (I_{B1} + I_{B2})/2$。运算放大器由于种类不同，存在着**从 1nA 以下到 500nA 以上的误差**。输入偏置电流对于在采样保持电路和反馈电路中使用电容器的电路有影响。由于差动输入晶体管的不对称，可得知 $I_{B1} \neq I_{B2}$。**$|I_{B1} - I_{B2}|$ 称为输入失调电流**。输入失调电流和输入失调电压一样，对一般的使用方法有影响。

2.4.3　输入中的障碍物(输入电阻，输入电容)

运算放大器处理的信号是直流或低频，所以在参数表中使用输入电阻或输入阻抗来表示（由于参数表的不同，会有各式各样的表示方法）。但是，不管怎么样，都是指反相输入端子和同相输入端子之间的值，而且输入电阻被定义为小信号输入时的值。

运算放大器一般通过加接反馈电路来使用，输入电阻和输入

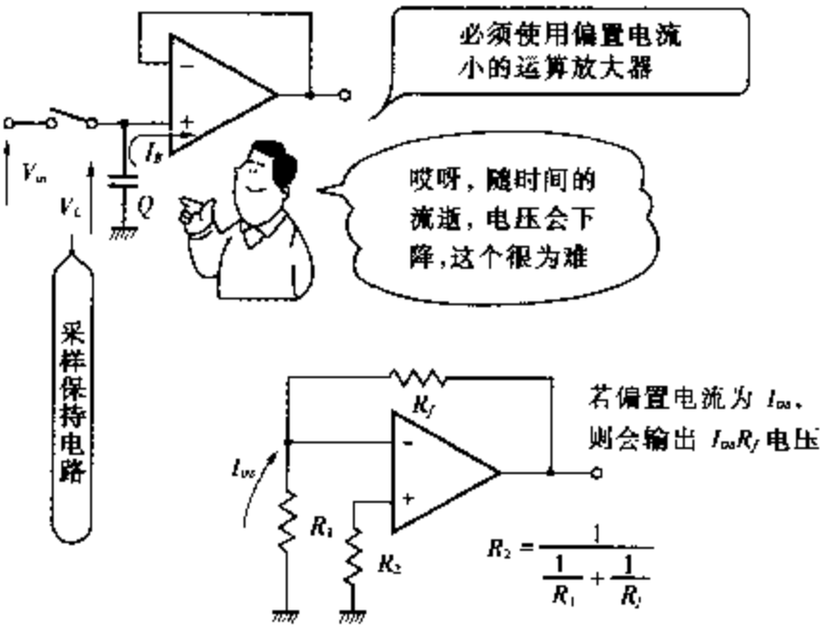


图 2.11　输入偏置电流和失调电流

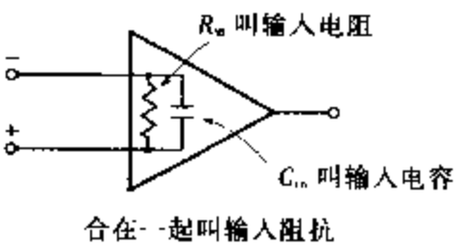


图 2.12　输入电阻、输入电容

电容的变化由附加电路常数来确定。

2.4.4　电源电流(消耗功率)

正如字面上所说的那样，电源电流是指从电源流出的电流。没有负载条件时，电源电流就是输出电压为零时从电源流出的电流值。近几年的运算放大器通过内部电流源的调整作用，使得输出状态即使发生变动，电源电流也不怎么变化。$V^+ \times I_C + V^- \times I_E$ 称为消耗功率。在计算电源容量和考虑发热时，可以作为参考。

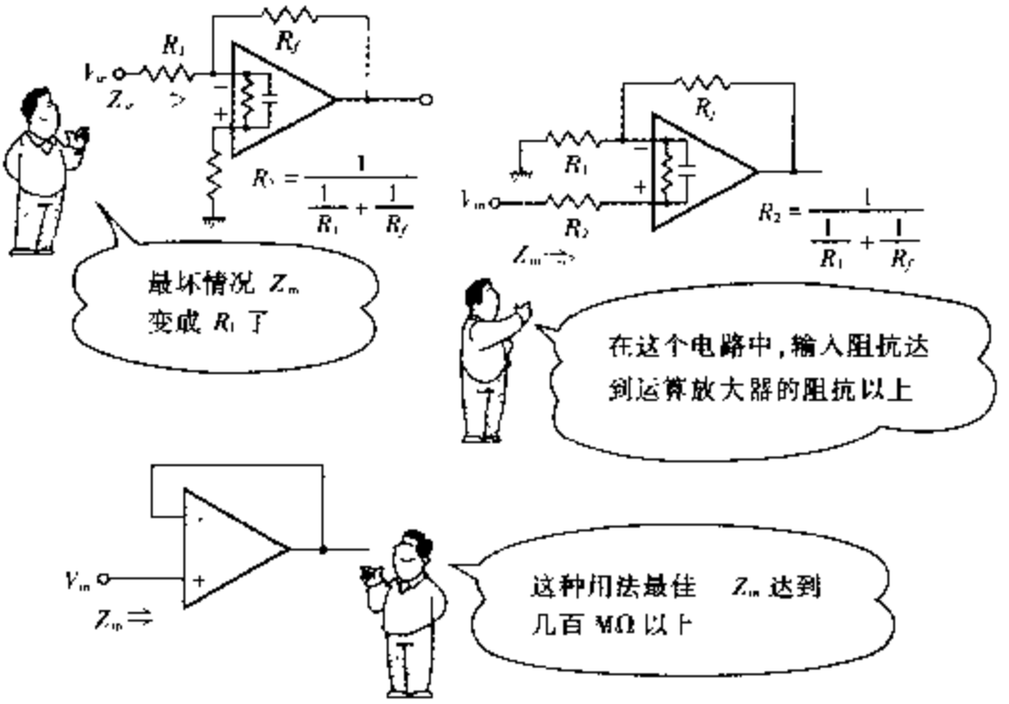


图 2.13　通过反馈改变输入电阻

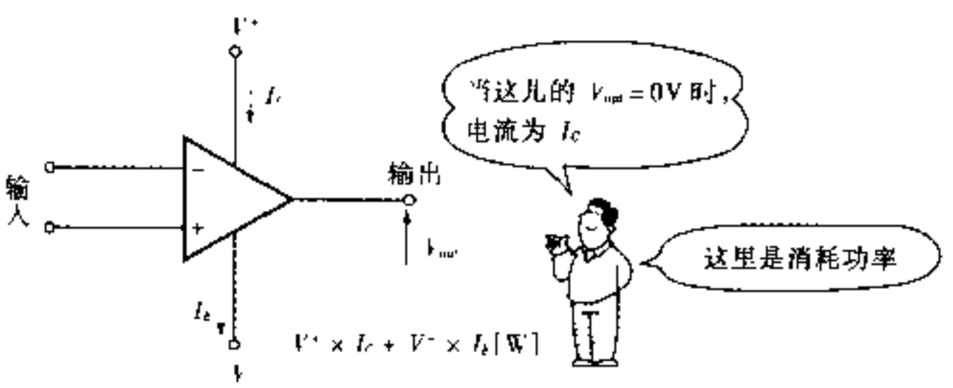


图 2.14　关于电源电流

2.5 电气特性之三(直流参数)

2.5.1 一粒豆变百粒豆(电压增益,开环增益)

一般地,运算放大器的增益在没有加接反馈电路的情况下,用输出电压的变化量和输入电压的变化量的比值来表示,单位为

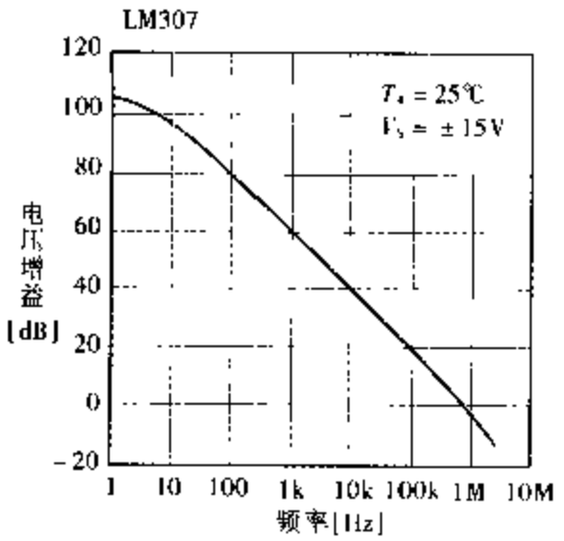


图 2.15 电压增益
(选自 NSC 规格表)

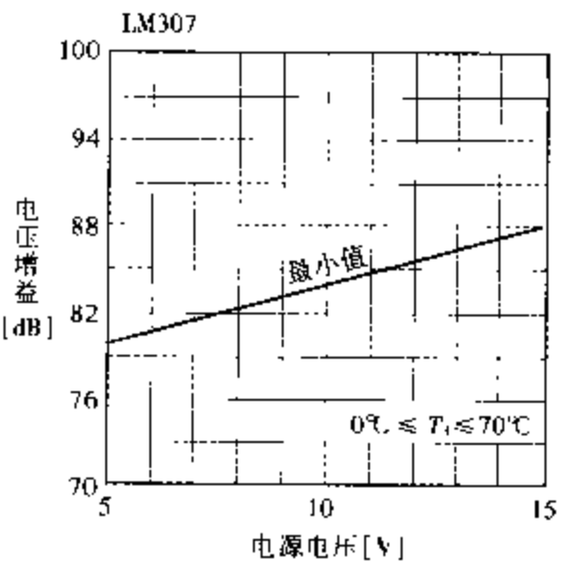


图 2.16 电源电压与增益
(选自 NSC 规格表)

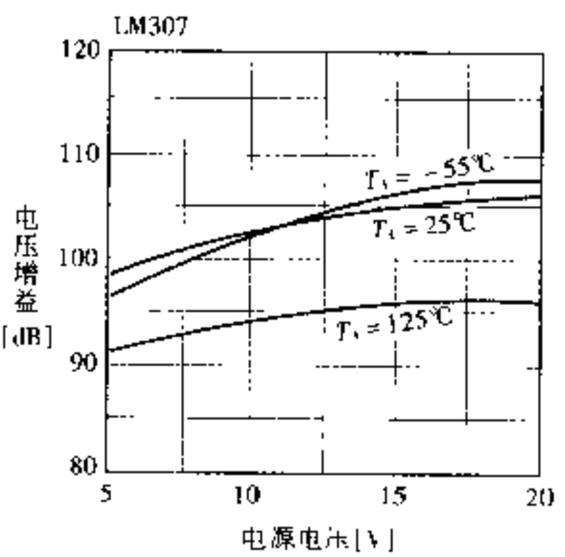


图 2.17 温度与增益
(选自 NSC 规格表)

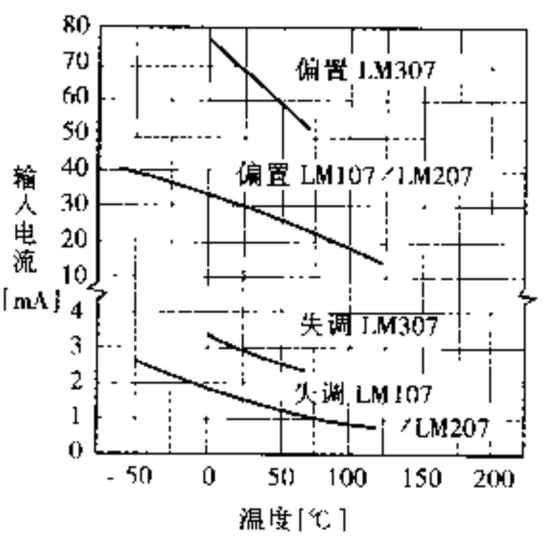


图 2.18 漂移
(选自 NSC 规格表)

"**V/V**"或"**dB**",也称开环增益(一般为 **100dB** 以上)。根据电源电压和工作温度的不同,这个参数会发生很大的变化

规格表中大信号电压增益被规定为:电源电压 **±15V**、负载电阻 **2kΩ** 以上、输出电压为 **10V** 时,输出电压与输入电压的变化量之比。所谓大信号是指输出电压达到了运算放大器允许输出的最大值。

一般地,加接负反馈会使增益大幅度下降。如果**直流形式的**

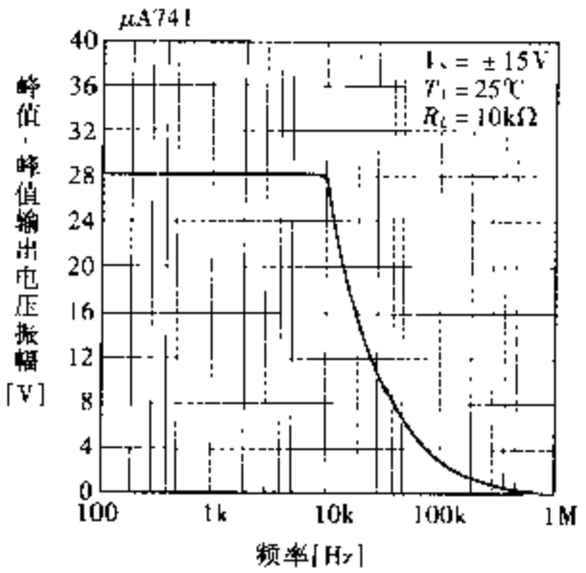


图 2.19 频率与输出电压振幅
(选自 FC 规格表)

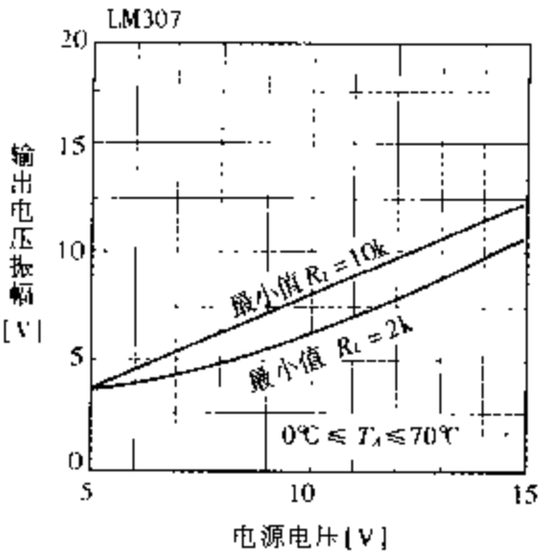


图 2.20 电源电压与输出电压振幅
(选自 NSC 规格表)

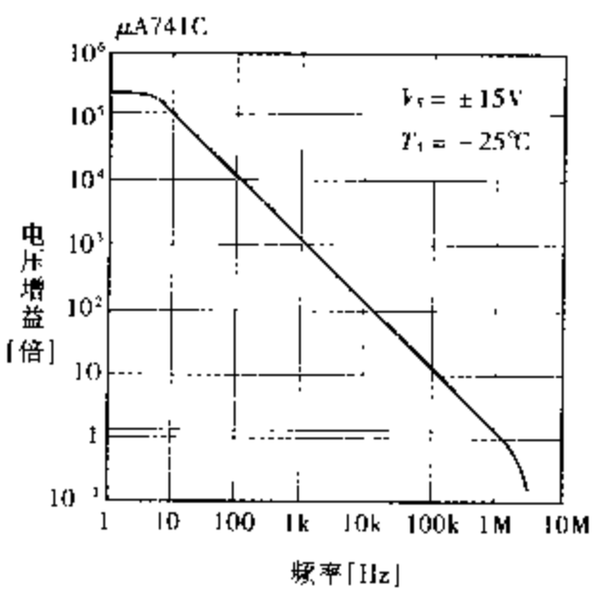


图 2.21 频率与开环增益
(选自 FC 规格表)

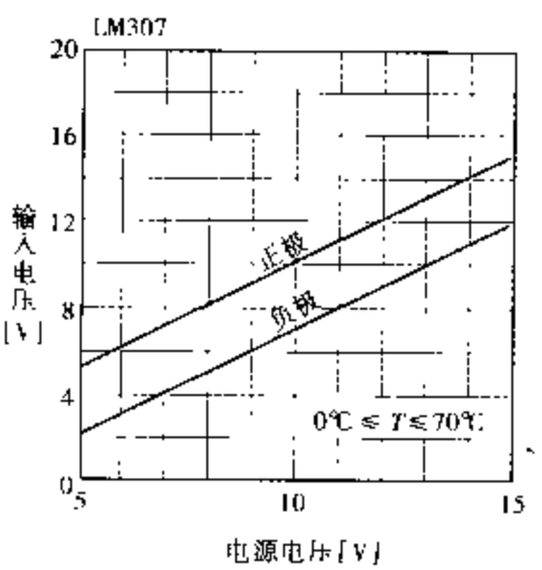


图 2.22 电源电压与输入电压
(选自 NSC 规格表)

增益为 100dB 以上，则交流形式的增益会以 6dB/oct(6dB/二倍频程)的比例下降。使用频率为 1MHz 时，增益为 0dB(图 2.21)。有一点要注意，就是 LM301、LM308 等能够进行前馈补偿，使用它们可以扩展带宽。

2.5.2 温度一变，都会跟着变(输入失调电压和电流的温度系数(温漂))

已经提到了半导体会受到温度变化的影响。温度系数(温漂)是指在温度变化 1℃时所引起的输入失调电压或输入失调电流变化的平均值。在温度变化很大的地方使用温度系数很大的运算放大器，会产生很大的误差。所以，处理微小信号时必须小心。

2.5.3 上下波动(输出电压振幅)

可以让运算放大器的输出电压变成“+”或“-”。理想的情况可以让它达到电源电压，但实际情况是比电源电压低 1～2V 时就饱和了。这个与晶体管的正向压降等有关，此外，还受负载电阻的影响。在图 2.20 中是**按规格表规定负载电阻为 2kΩ、10kΩ 两种情况**给出的电源电压与输出电压振幅的关系，这是针对直流情况来说的。在交流情况下，为了使输出波形不发生失真，随着频率的增高，输出电压振幅会越来越小(与转换速率有关，图 2.19)。需要注意的是，由图 2.21 可知，在 1MHz 使用 μA741 时，为了不让输出电压波形发生失真，只能让输出电压与输入电压相等。LM301、LM308 由于能进行补偿，条件得到了改善。

2.5.4 可容许到什么程度(输入电压范围)

这个参数用来表示在反相输入端子或同相输入端子与地线之间可加入的最大电压。一般以电源电压 ±15V 为标准来规定其值。**要注意，它与差动输入电压是不同的**(2.3.1(3)节)。还要注意，信号从反相端输入和从同相端输入时，输入电压范围是不同的(图 2.22)。前面在差动输入电压这一参数中已经描述过，在两个输入端子之间需加接用于防止过大电压的二极管，当超过 1V

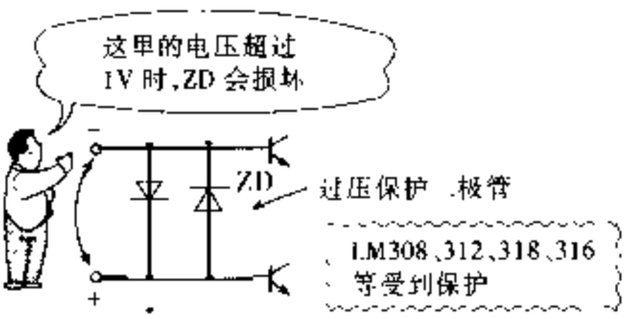


图 2.23 有过压保护时的输入电压

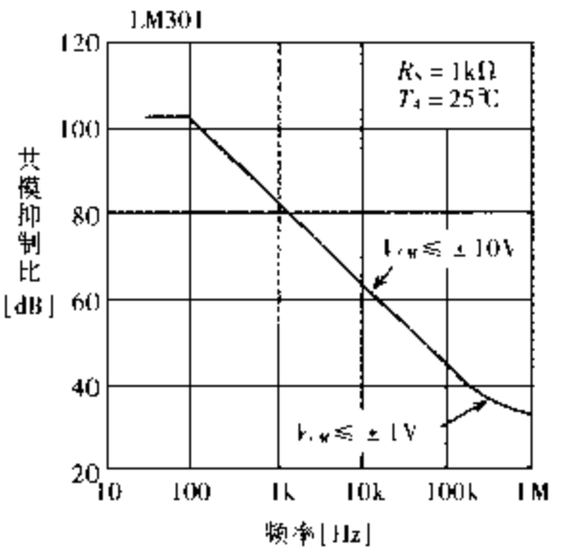


图 2.24 共模抑制比
(选自 NSC 规格表)

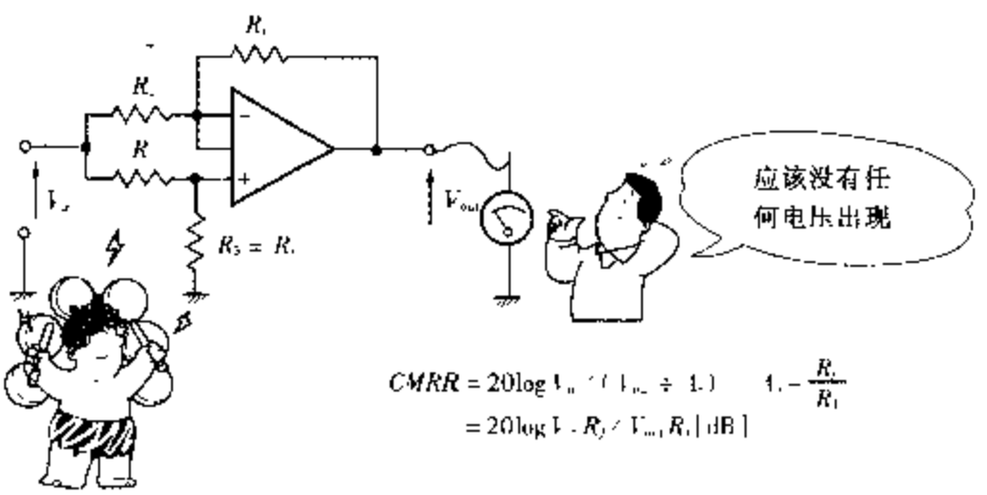


图 2.25 共模抑制比测量电路

时，需要放入限制电阻(图 2.23)。

2.5.5　不让同一物体过去(共模抑制比 CMRR)

如果是理想的运算放大器，输入共模信号后不会有输出，这是因为输入电路是差动放大。

但是，由于差动放大电路的晶体管不能获得完全平衡，实际上会有某种响应。**共模抑制比一般为 80～100dB**(图 2.24)。共模输入电压越大，使用频率越高，这个共模抑制比会变得更坏。此外，电路中使用的电阻等元件的误差也会使 CMRR 变坏，特别要注意有可能受到商用频率的感应。

2.5.6　电源变动会导致什么(电源抑制比 PSRR)

如果让电源电压变动，运算放大器的偏置点会发生变化，由

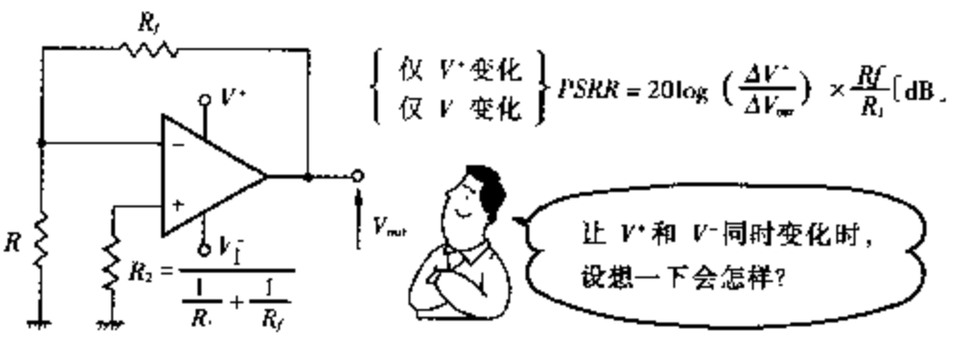


图 2.26　电源抑制比测量电路

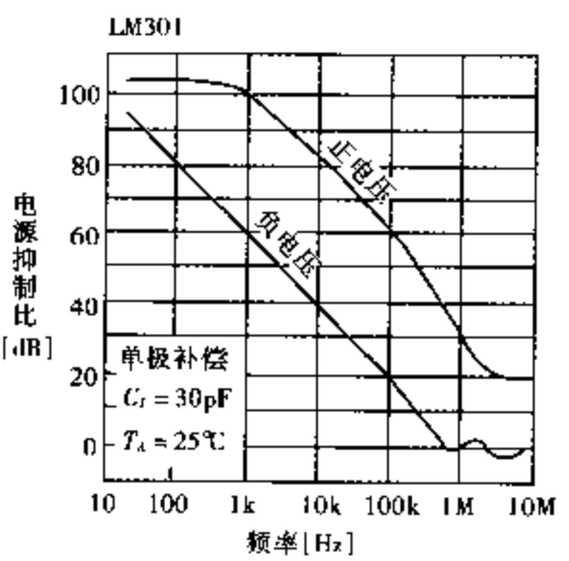


图 2.27　电源抑制比
(选自 NSC 规格表)

此会使输入失调电压也发生变化。电源抑制比是指让电源电压最大限度变化时它与所引起的输入失调电压变化之比。即使让电源电压在 ±5V ~ ±20V 的范围内变化，**PSRR 通常仍为 90dB**。但是，如图 2.27 所示随着使用频率的升高，PSRR 也会变坏。

2.6 电气特性之四(交流参数)

2.6.1　变化太快跟不上(过渡响应)

这个是指在运算放大器输入**单个阶跃脉冲时输出的响应**。根据其上升时间、稳定时间、尖峰、衰减振荡等参数可以知道运算放大器的带宽和稳定性。激励脉冲规定为小信号电平(mV 数量级)，这在处理方波时很重要。图 2.29 所示出的是一个具有代表性的运算放大器的脉冲响应.

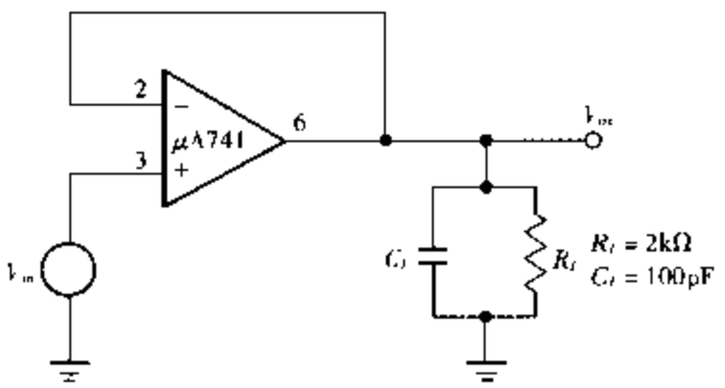


图 2.28　过渡响应测试电路
(选自 FC 规格表)

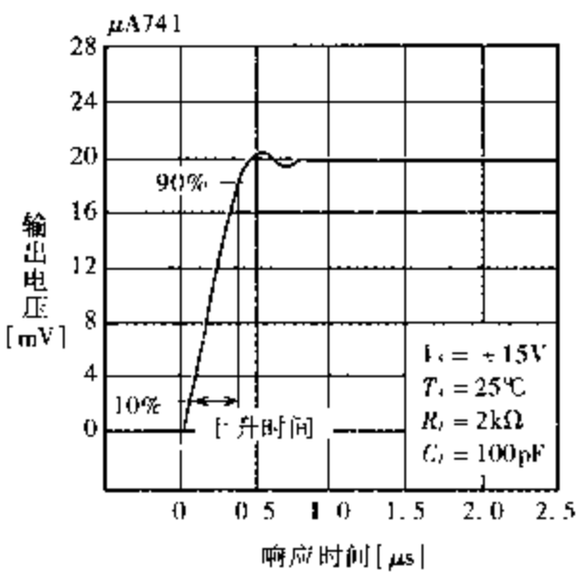


图 2.29　过渡响应

(1)　上升时间

如图 2.30 所示，假设输出电压处于稳定状态时的电压为 100%。输入阶跃脉冲后，输出电压从稳定电压的 10% 上升到 90% 所需的时间称为上升时间。

由此可求得带宽(*BW*)。

带宽公式为 $BW = 0.35 / t_r[\mu s]$ MHz。知道带宽后，就可以知道运算放大器能在多大的频率范围内使用。*BW* 一般为 1.5MHz。

(2)　尖峰和衰减振荡

图 2.31 所示是一个比较接近实际的阶跃脉冲波形的响应。**稳定值上面冒尖的地方**叫做**尖峰**。**边波动边靠近稳定值的波形部分**叫做**衰减振荡**。**输出波形从上升到达稳定值所需的时间**叫**稳定时间**。特别是在高速模拟←→数字变换中必须重视这些参数。尖峰是稳定性的判断标准。

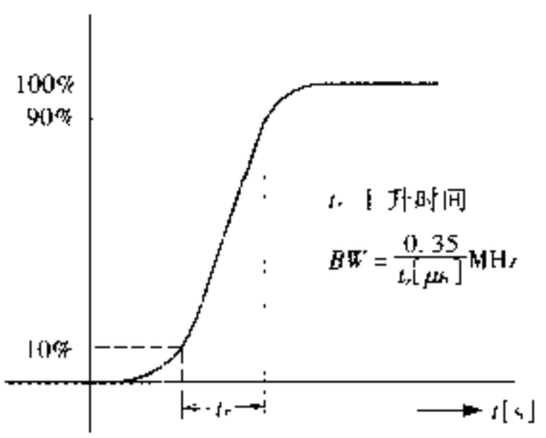


图 2.30　脉冲响应

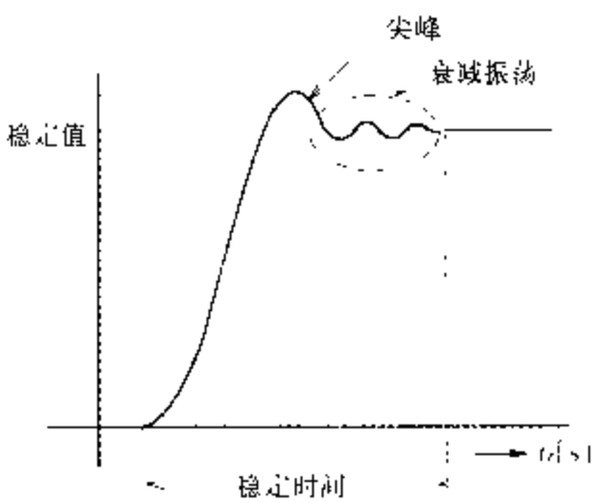


图 2.31　实际的阶跃脉冲的响应

2.6.2　信号经过电路后会变形(转换速率 SR)

在输入为直流(随时间变化极小的小信号)时，运算放大器不会出问题，但在处理交流信号时会出问题。出现这种现象的原因是由于要改善对小信号的频率响应，连接了静电电容。在处理急剧变化的信号和高频信号时这个问题更为明显。在运算放大器的输入端加入阶跃电压时，由于电容器需要充电，输出电压会产生

时间延迟。**所谓转换速率是指输入阶跃信号时，输出电压随时间变化的最大速率**的单位为“V／μs”，即大振幅脉冲的响应。这个值越大，响应性越好。参数表中对频率与输出电压振幅或者大信号脉冲响应进行了规范化。

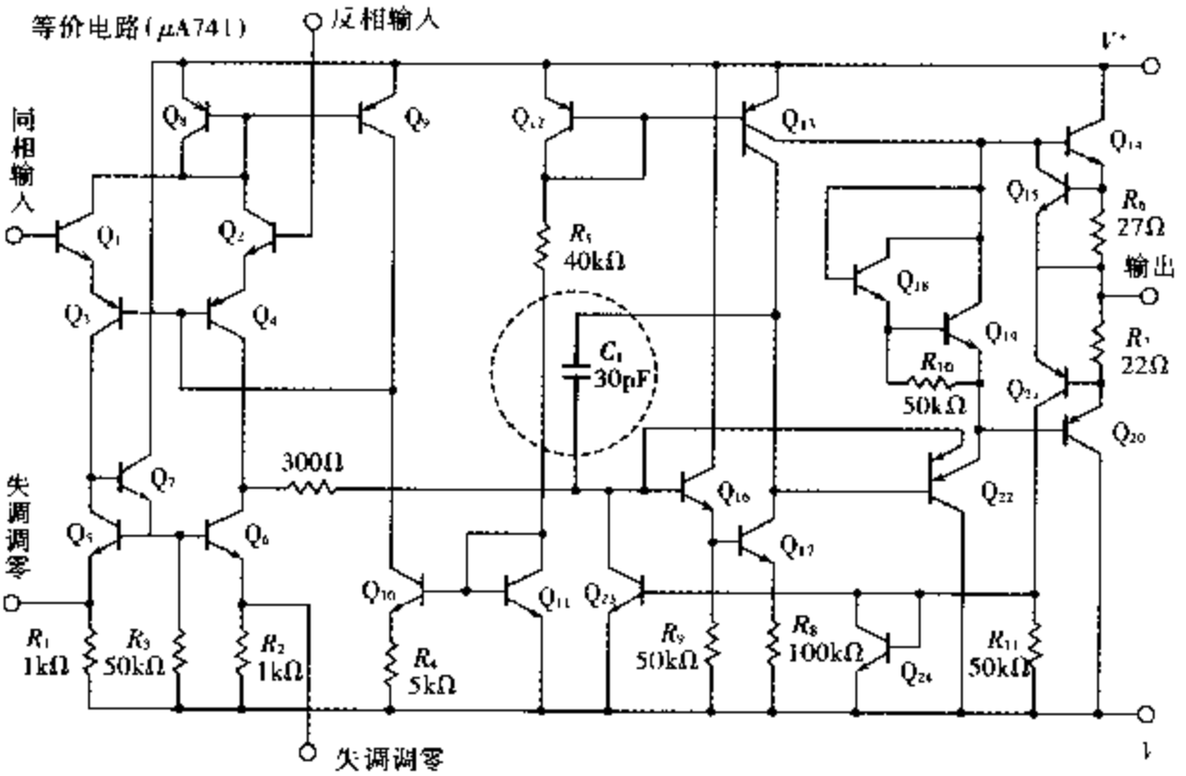


图 2.32 运算放大器内部的静电电容

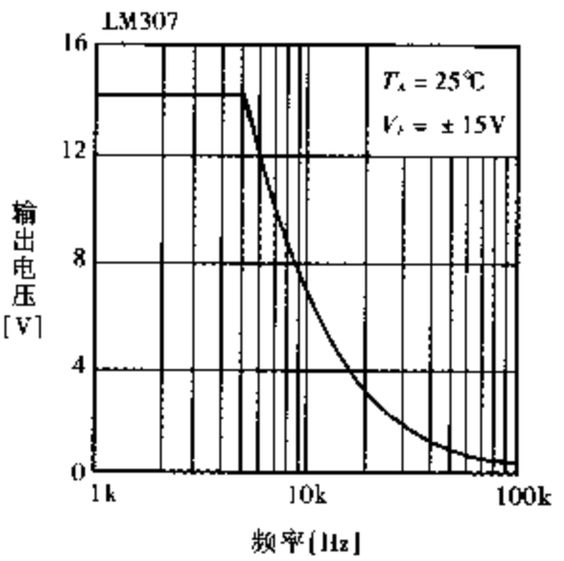
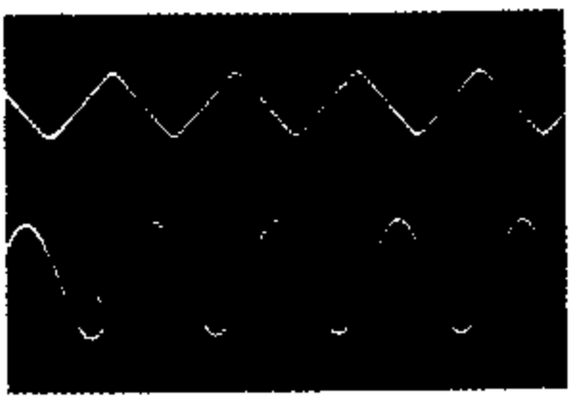


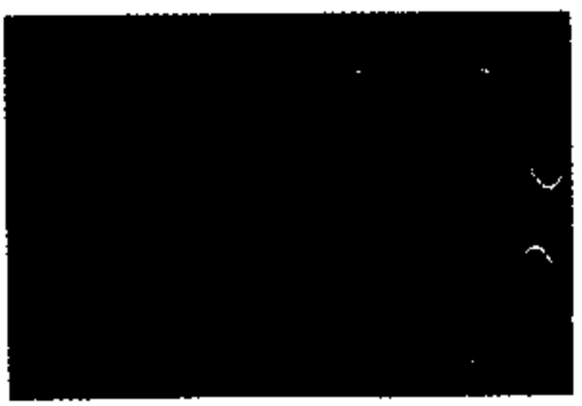
图 2.33 频率与输出电压振幅
（选自 NSC 的规格表）



(a) SR 没有导致失真



(b) SR 导致失真



(c) 降低输入可消除失真

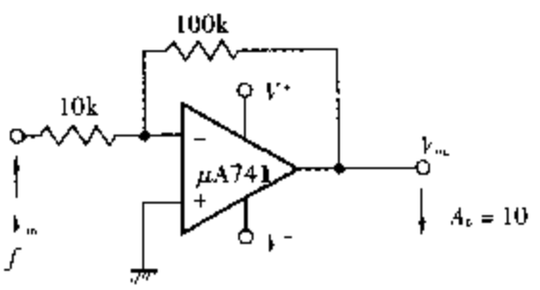
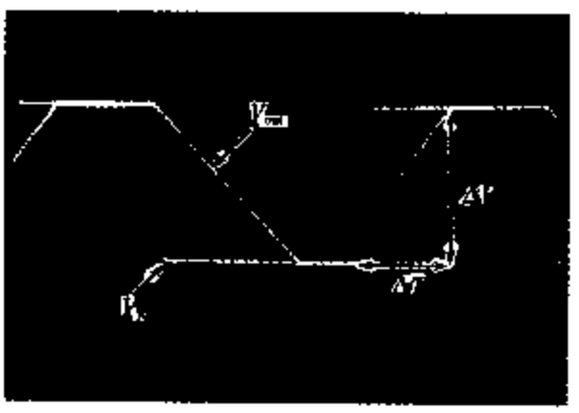


图 2.34 频率、输入电压和 SR 的关系

(1) 转换速率的影响

从图 2.35 的脉冲响应可得知转换速率约为 0.7V/μs。如果输出电压从 -10V 跳到 +10V，则所需的时间为 20V/0.7V(μs≈28.6μs。即输出振幅要达到 20 V_{P-P}，输入信号要想在输出侧表现得淋漓尽致，则需要 28.6μs 以上的时间。通过转换速率可以求最大输入频率。**假定信号周期为工作周期的 50%，则 $f=1/(28.6\mu s\times 2)\approx 17.5kHz$**。但是，要注意的是，如果采用这种频率的话，输出信号就成了三角波。



μA741C 2V/cm 5μs/cm f: 25kHz

图 2.35 电压跟随器的脉冲响应

$$SR=\frac{\Delta V}{\Delta T}=\frac{3\times 2V}{1.8\times 5\mu s}\approx 0.7V/\mu s$$

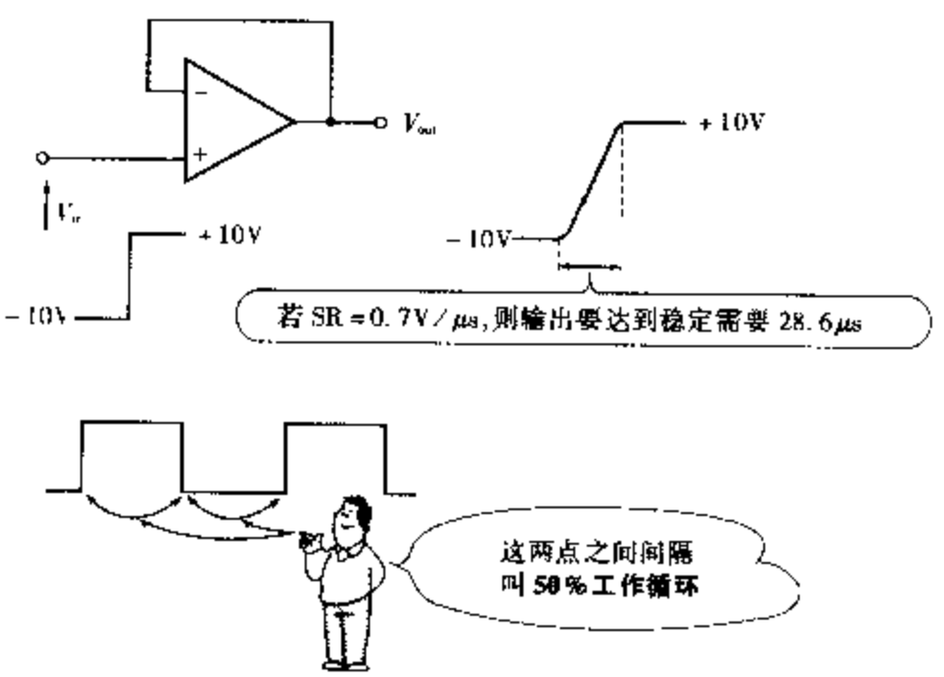


图 2.36 转换速率的影响

(2)　转换速率和输入电压

在如图 2.37 所示的电路中,假定增益为 20dB,输入信号为正弦波电压($A\sin\omega t$),根据图 2.38 的开环增益特性曲线,可知增益在 20dB 处使用的频率为 100kHz。下面来求输入信号的最大值。由 $\Delta(A\sin\omega t)/\Delta T = A\omega\cos\omega t$, 可得输出的变化量(转换速率)的最大值为 $A\omega$, 即 SR = $A\omega$　最大输出振幅 $A = 0.7\text{V}/\mu\text{s}/\omega \approx 1.12\,V_P(\omega = 2\pi f)$ 或者 $2.24\,V_{P\text{-}P}$。出此可得,**最大输入信号必须在 $2.24/10 = 0.224\,V_{P\text{-}P}$ 以下**。必须注意的是,开环增益是具有代表性的特性之一,转换速率会随电源电压的变化而变化。

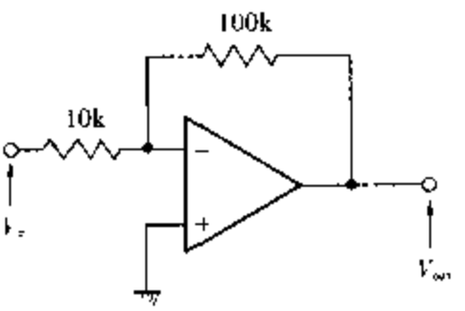


图 2.37　增益为 10 倍(20dB)的电路

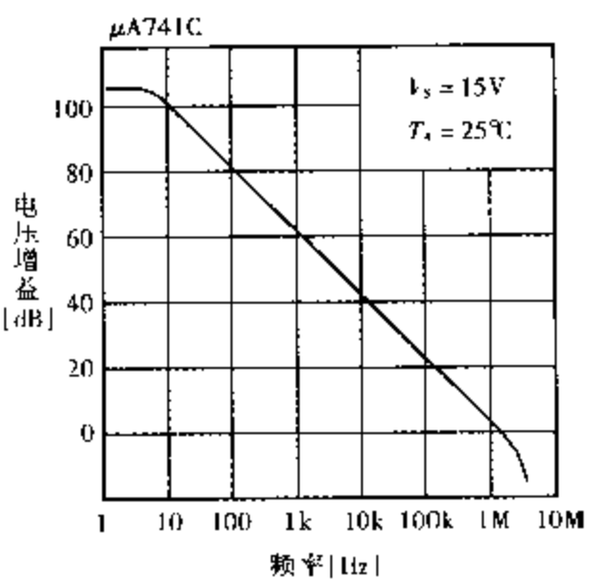


图 2.38　频率与开环电压增益

本章小结

(1) 根据运算放大器的元件名称可以知道厂家名称、工作温度、芯片是MIL规格还是民用。

(2) 运算放大器的外形有双列直插型、单列型、管壳型等。尺寸用"in"表示。

(3) 运算放大器保存温度在65~150℃之间。

一般情况下,工作温度:

MIL规格 −55~125℃

民用 0~70℃

(4) 原创品,即厂家开发的新品种。

非原创品,即以原创品为基础制作的在特性和功能上与原创品兼容的产品。

(5) 极限参数,即厂家为了保证性能而确定的最大值(往往不能在这种条件下使用)。参数有电源电压、内部功耗、差动输入电压、输入电压、输出可短路时间、工作温度范围、保存温度范围、焊接引脚温度等。

(6) 运算放大器的电气特性有两类:

直流特性(DC参数),即失调、偏置电流、输入电阻、输出可短路时间、输出电压振幅、输出电阻、输出短路电流、电压增益、CMRR、PSRR等。

交流特性(AC参数),即过渡响应、转换速率等。

(7) MIL规格,即美国军用规格。

Ⅲ

运算放大器的基本电路

运算放大器是一个放大直流微弱电压的电子线路，而且是唯一能稳定地进行直流放大的电路。

本章为了能让读者具体地领会运算放大器的基本用法，用一些与传感器相结合并具有代表性的电路进行说明。另外还从如何利用运算放大器输出的角度，举例说明了继电器驱动方法。

对于交流放大，通过一个电路例子对频率特性的影响因子 SR 进行了说明。

3.1 反相放大电路(高温测量)

3.1.1　将温度变化转换成电信号

如图 3.1 所示,将异种金属线相接,让连接处产生温度差,就会有电压产生。这种现象叫塞贝克效应。例如,使用铜线和铁线就可以产生电压。使用塞贝克效应的温度传感器称为"热电偶"。热电偶由于能测量高达 1500℃ 的高温,被广泛地用于工业传感器。铜和康铜(镍铜合金)热电偶的特性如图 3.1 所示,100℃ 的温度差可产生 4mV 左右的电压。

所以,这种微小电压如果通过运算放大器放大后,所得到的信号就可以更方便地使用。

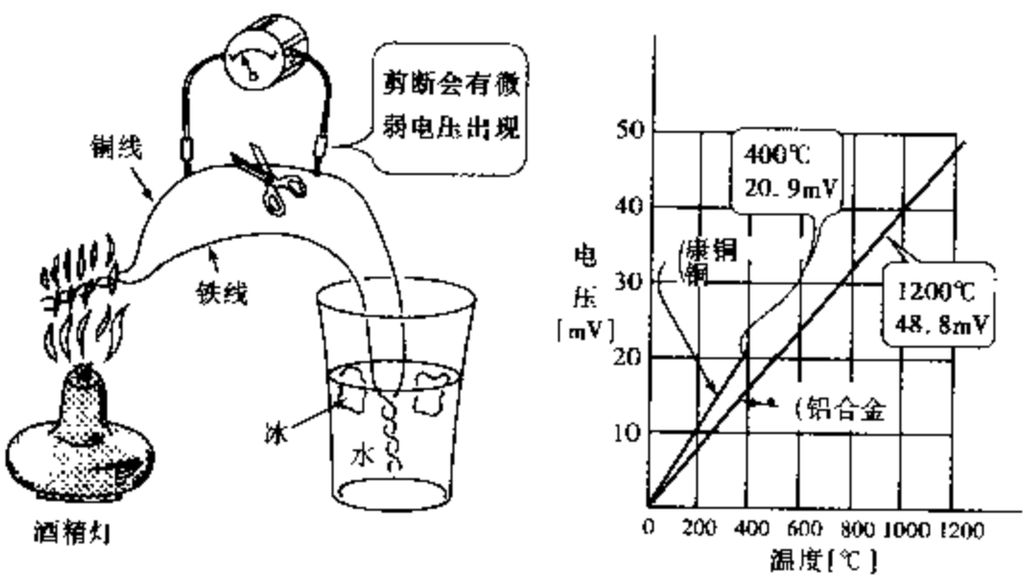


图 3.1　热电偶(温度传感器)可产生电压

3.1.2　放大倍数为 100 倍的反相放大器

图 3.2 是在第 1 章 1.6～1.8 节说明过的反相放大器。将负反馈电阻的值代入下式可求得放大倍数。

$$\text{放大倍数 } A = R_f / R_a = 100/1 = 100 \text{ 倍}$$

如图 3.2 所示的热电偶(温度传感器)，每 1℃的温度差产生 0.04mV 左右的电压。所以，由温度变化带来的这样微小的电压变化，用一般的电压表是测量不出来的。现在市场上销售的测试器中，电压标度为 50mV 的很多。如果放大倍数为 100～200 倍的话，用这样的测试器测量就足够了。

运算放大器的放大倍数由负反馈电阻之间的比值关系决定。假设 $R_a = 1\text{k}\Omega$、$R_f = 1000\text{k}\Omega$，则放大倍数为 1000 倍。但是，放大倍数设得过高，会使电路工作不稳定，所以，为了安全起见，初学者最好将它设在 200 倍左右。

另外，要想得到准确的放大倍数，R_a 和 R_f 必须使用精度高的电阻。

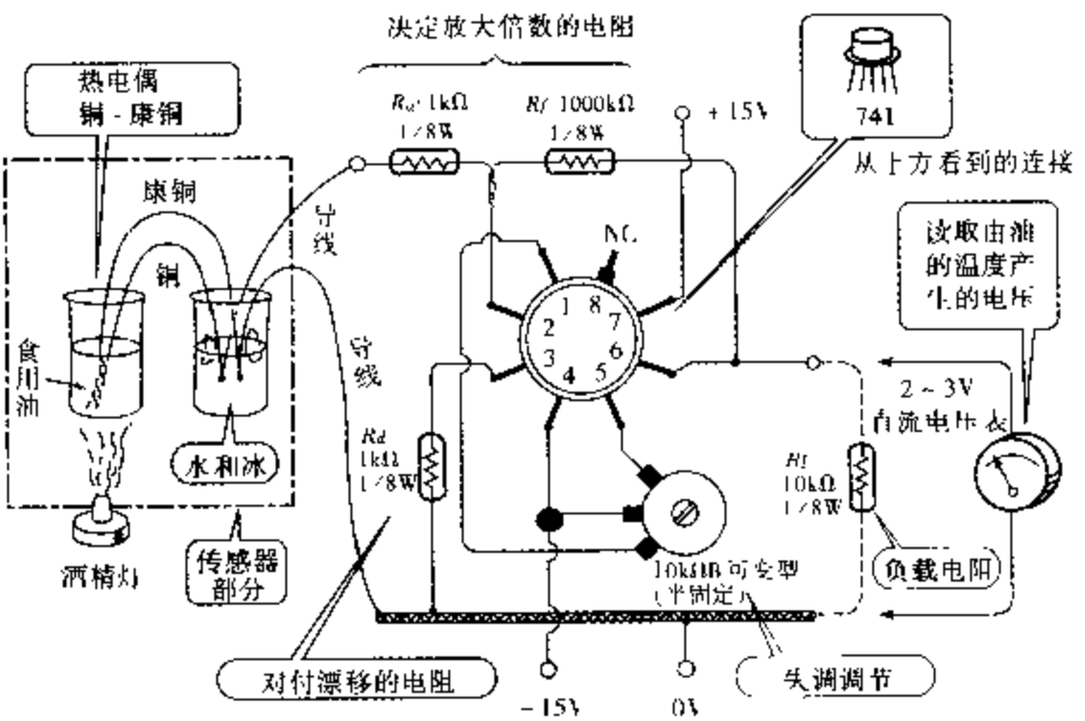
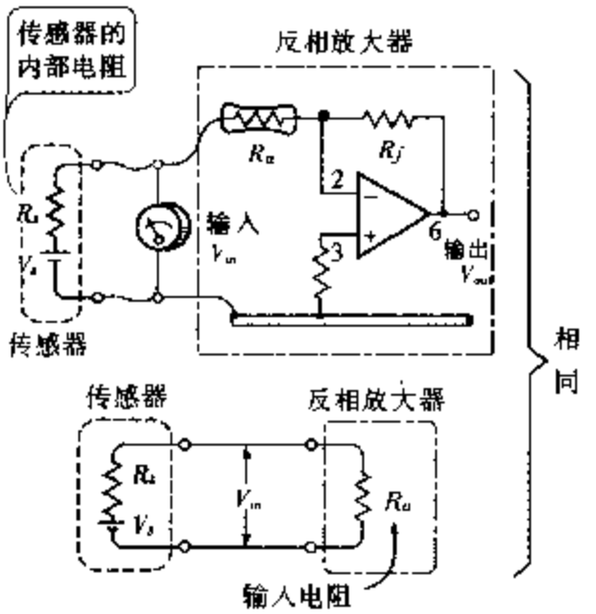
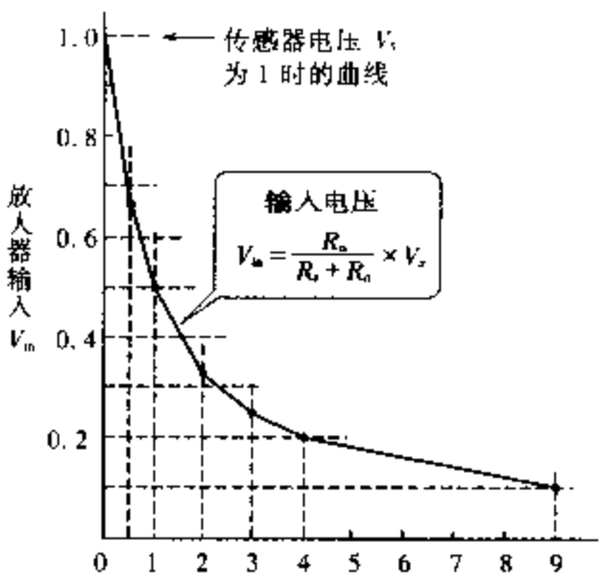


图 3.2　放大倍数为 1000 倍的反相放大器



(a) 反相放大器的输入电阻



(b) 输入电压随 R_s、R_a 衰减

图 3.3　反相放大器输入电压与输入电阻的关系

3.1.3　反相放大器的输入电阻

反相放大器的放大倍数由负反馈电阻的 R_a 和 R_f 的比值决定。如果电阻 R_a 的值取得很小，R_f 的值取得很大，则放大倍数当然就会很大。但是，如果 R_f 太大，电路会工作得很不稳定，最好取 1000kΩ 以内。对于 R_a 也有下面所说的限制。

反相放大器的输入电阻（也叫阻抗）就是如图 3.3(a) 所示的负反馈电阻 R_a 的值。传感器一定含有内部电阻 R_s。

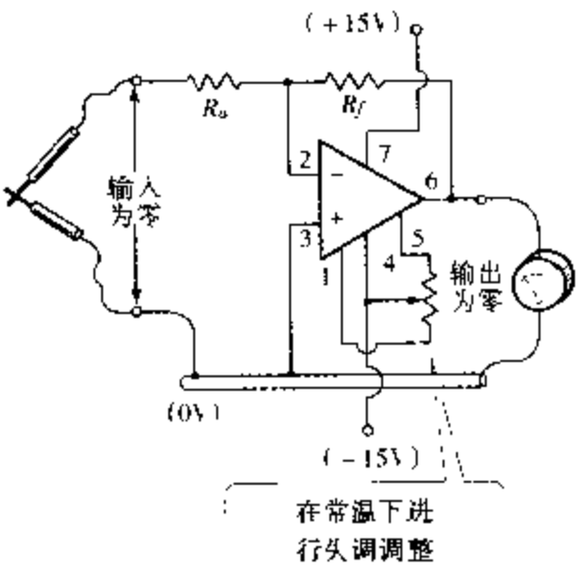
传感器的电压 V_s 经过电阻 R_s 和 R_a 分压后，形成反相放大器的输入电压 V_{in}。图 3.3(b)中的曲线描绘了输入电压 V_{in} 是怎样随着电阻 R_s 和 R_a 的比值的增大而变小的。由此可知，当 $R_s > R_a$ 时，传感器部分的无用分压变大，所以，要求**电阻 R_a** 要比传感器的**内部电阻 R_s** 大。由于热电偶的内部电阻 R_s 非常小，反相放大器一般使用 1 ~ 10kΩ 的输入电阻即可。

3.1.4 温漂怕热

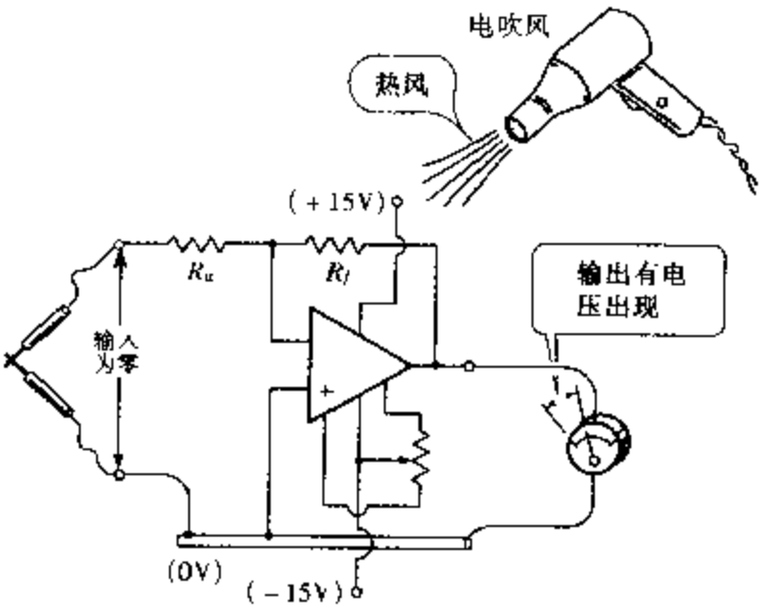
运算放大器可以事先通过失调调整，使得当输入电压 V_{in} 为零时输出电压也为零。但是，如果工作时环境温度的变化很大，V_{in} 即使为零也会有输出电压。这种现象叫温度漂移，简称温漂。

引起温漂的原因，是运算放大器的内部平衡因温度变化而被破坏和外接的电阻值随温度变化而变化。即使一点点不平衡，由于运算放大器自身的放大作用会使它放大，进而影响输出电压信号。放大倍数越高，这个影响就越大。

所以，为了使外部漂移被控制在很小的范围内，接在运算放大器周围的电阻(即运放的反相输入端和同相输入端对地直流电阻)需要获得平衡。为此，图 3.2 中加接了“对付漂移的电阻 R_d”。



(a) 在常温下输出应为零，可是……



(b) 当温度变化时……

图 3.4　怕热?温漂现象

电阻 R_d 的值按如下公式进行计算：

$$R_d = (R_a \times R_f)/(R_a + R_f)\,[\mathrm{k\Omega}]$$

放大倍数很小时，R_d 可以省略。

对于运算放大器的内部漂移，提出好的对策很困难。所以，在需要做精密放大器时，应该采用低漂移型的集成运算放大器。

3.2 同相放大电路(光度测量)

3.2.1 将亮度变化转换成电信号

图 3.5 是用硅电池（光电池）作光传感器进行光度测量的运算放大器电路。与上一节的反相放大器的区别是运算放大器信号的输入由端子 2 改成端子 3。它的工作原理就是在第 1 章第 1.5 节里已说明过的同向工作原理。

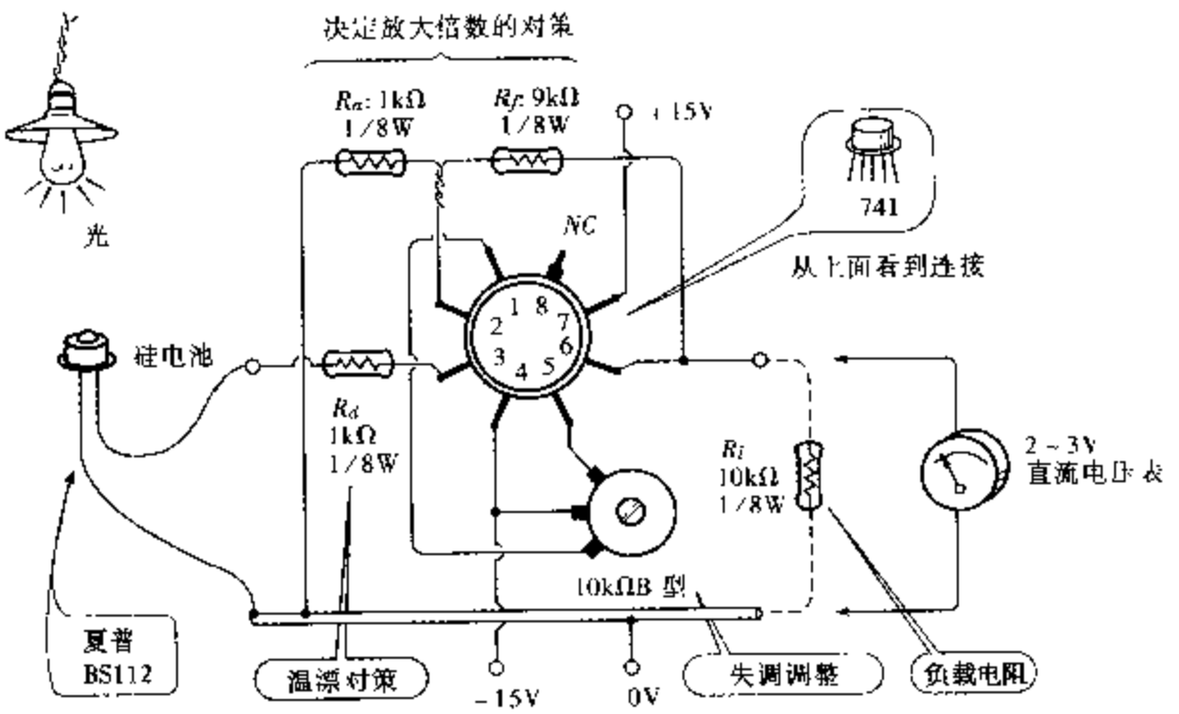


图 3.5 放大倍数为 10 倍的同相放大器

3.2.2 放大倍数为 10 倍的同相放大器

图 3.6 表示了一个装有杠杆的油压装置的同向工作原理。如果让阀门的油缸移动仅 $x = 5\text{cm}$，则高压油会源源不断地流入操纵油缸，输出活塞开始朝着跟把柄 A 相同的方向移动。这一移动会连动杠杆，使阀门的活塞同样移动 $z = x = 5\text{cm}$，当油的流动停止时，输出活塞也会停止。由于各活塞的移动分别与杠杆的长度成正比，由图不难得知 $z:\ y = 5:25$，求解此式得 $y = 25\text{cm}$。

同相放大器的工作原理与油压装置的工作原理相同。例如在图 3.7 中，如果在端子 3 加 0.6V，则输出电压会不断增加直到端子 2 达到 0.6V 为止。端子 2 的 V_B 是输出电压 V_C 经过负反馈电

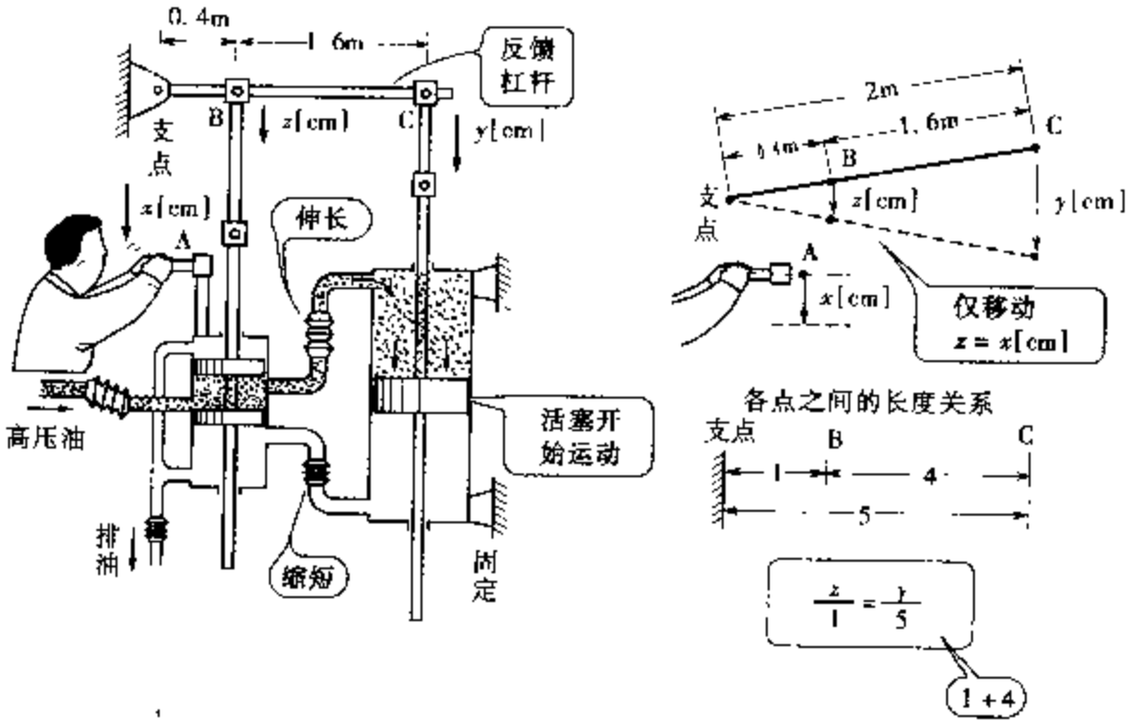


图 3.6　同相工作和杠杆的移动

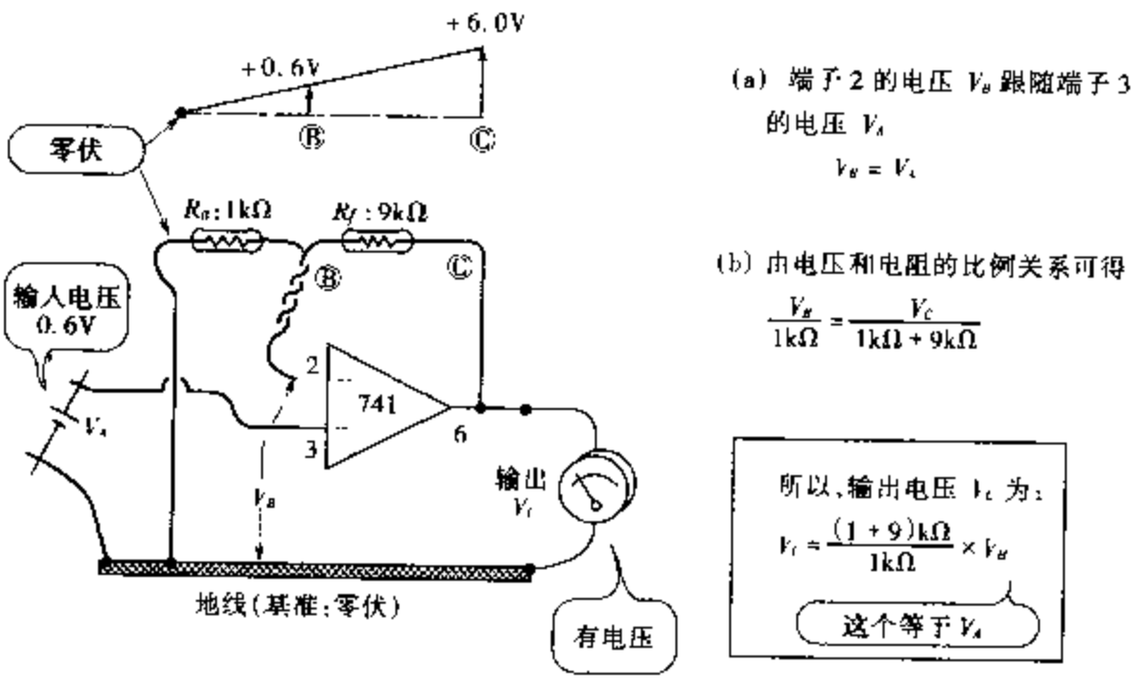


图 3.7　同相工作的放大倍数

阻 R_a 和 R_f 分压后得到的电压。由分压电阻的比例关系可得 $V_f = 6V$。所以，将负反馈电阻的值代入下式，可求得同相放大器的放大倍数。

$$\text{放大倍数 } A = (R_a + R_f) / R_a = (1 + 9) / 1 = 10 \text{ 倍}$$

3.2.3 同相放大器的输入电阻和特征

与反相放大器不同，同相放大器的输入电阻与负反馈电阻 R_a 的值无关，其值非常大，可以大到 100MΩ。所以，即使传感器的内部电阻 R_s 非常大，也不会出现像图 3.3(b)所示的那种影响。**输入电阻非常大**，这也是同相放大器的一个**特征**。

为此，像硅电池那样，使用内部电阻 R_s 很大的传感器，最好采用同相放大器。

下面给出了同相放大器几个不同放大倍数的负反馈电阻 R_a 和 R_f 可取的值。

放大倍数 A	10 倍	100 倍	1000 倍
电阻 R_a[kΩ]	1	1	0.1
电阻 R_f[kΩ]	9	99	99.9

3.2.4 运算放大器的最大输出电压

在放大倍数 $A = 200$ 倍的同相放大器中加入 $V_i = 0.2V$ 的输入电压时，输出电压 V_o 会达到 40V 吗？回答是“绝对不会”。运算放大器的输出电压最大可达到**电源电压的 70%左右**。所以，如图 3.8 所示的电源电压为 15V 时，输出电压最大可达大约 11V。反过来可算出 $A = 200$ 倍时输入电压 V_i 必须在 0.055V 以内。

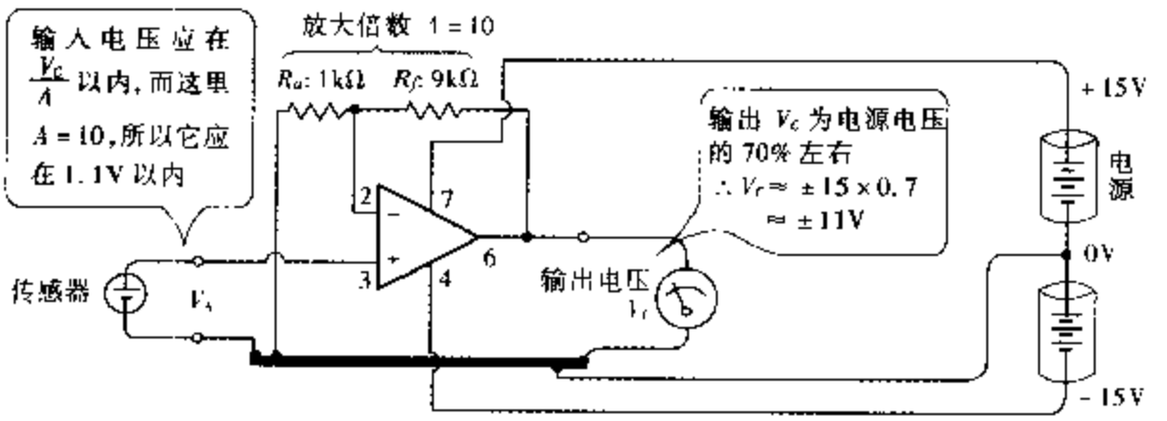


图 3.8　运算放大器的最大输出电压

3.2.5　运算放大器的负载电阻

摩托车和汽车在爬陡坡时，会给引擎增加很大的负担。这叫超负载状态，对引擎会产生很不利的影响，但长时间空转也不好。引擎应该设计成承担**适度负载**。同样，运算放大器也规定了**适度负载**。

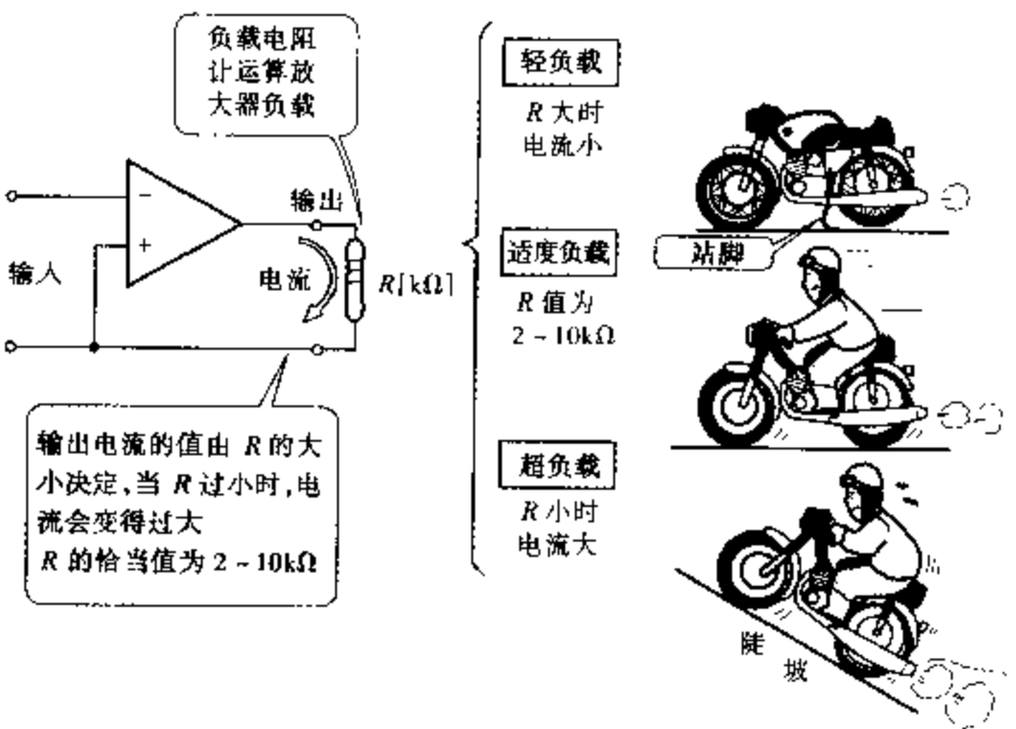


图 3.9　让运算放大器工作

使用运算放大器时,一般将晶体管、集成电路、电阻等作为负载接入输出侧。在测试电路中常用电阻来代替晶体管和集成电路等负载元件。适度的负载电阻值为 **2 ~ 10kΩ**。

这里应注意的是,电阻值太小会使输出电流增大,从而形成超负载状态,但电阻值太大又会形成轻负载状态。

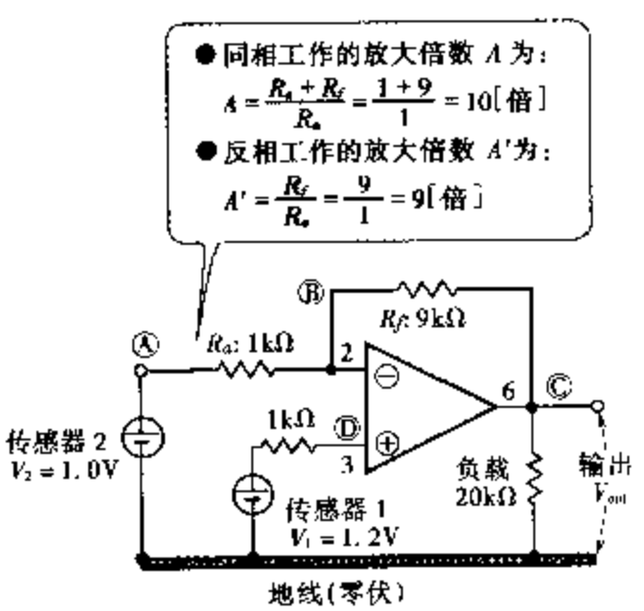
3.3 差动放大就是“夫唱妇随”

3.3.1 妻子跟随丈夫

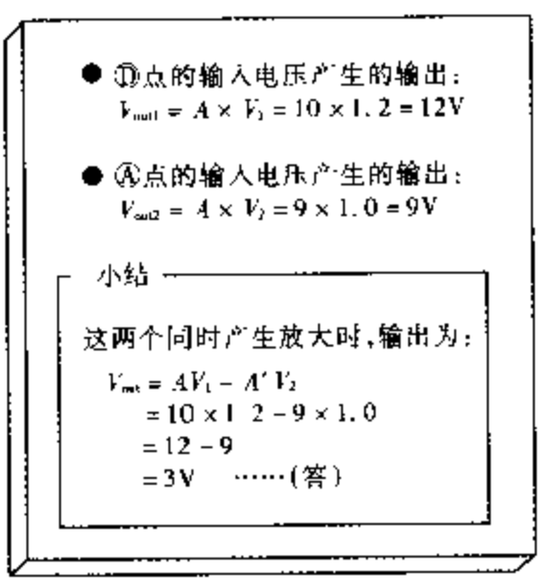
到前一节为止所描述的运算放大器的用法都是单独使用**端子 2**(反相:妻)和**端子 3**(同相:夫)当中的一个。图 3.10 描绘了一个在两个端子同时输入信号的**差动放大电路**。

差动工作原理如图 3.11 所示。Ⓑ点(妻:端子 2)的电压 V_B 在不断地朝Ⓓ点(夫:端子 3)的电压 V_D 靠近过程中,输出电压一直在变化。当 V_B 和 V_D 达到一致,即 $V_B = V_D$ 时,输出电压 V_O 的变化停止。

$V_B = V_D$ 意味着在端子 2 和端子 3 之间形成的电路构成了**短路**,但两端子之间的电阻值为无限大。由于有这样一种矛盾,所以称端子 2 和端子 3 之间的短路为**虚短路**。



(a) 差动放大电路与放大倍数



(b) 差动放大的放大倍数的计算方法

图 3.10　差动放大电路的原理

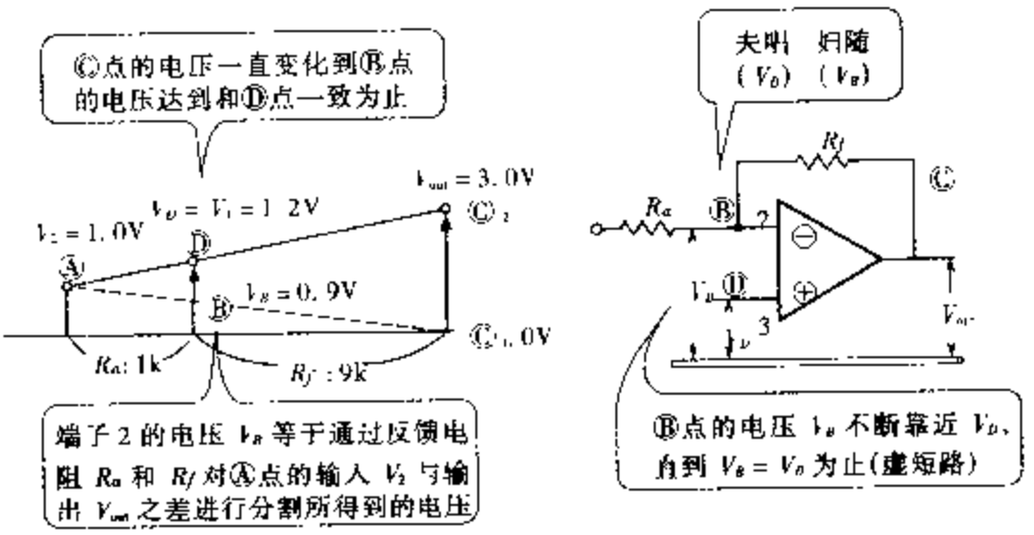
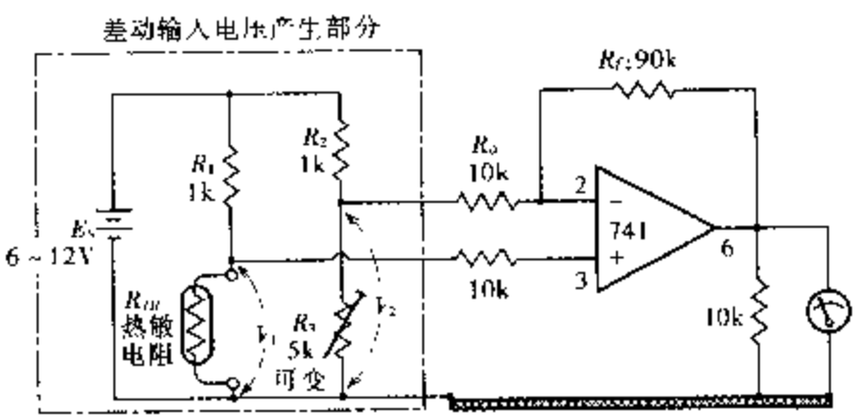


图 3.11　差动放大的原理和虚短路

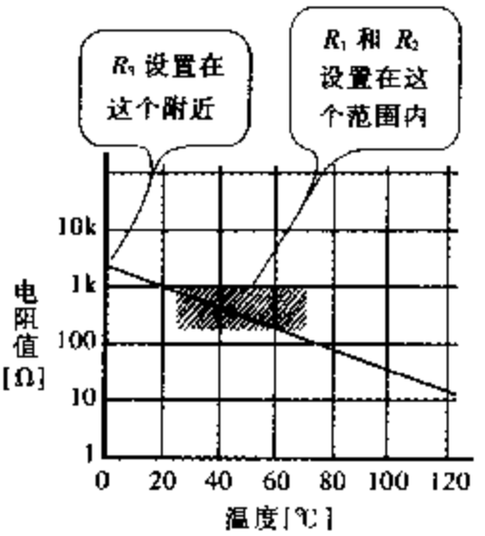
3.3.2　电阻型传感器的用法

到前一节为止所描述的传感器都是通过温度或光来产生电压的**发电型**传感器。图 3.12 的热敏电阻 R_{TH} 是随温度上升而电阻值变小的负系数**电阻型**传感器。在如图 3.12(a)所示的电阻型传感器的电路中，电流从电池 E_s 流入传感器，将电阻值**变换成电压**来形成输入信号 V_1。

假如以 0℃为基准进行测量，热敏电阻在温度为 0℃时电阻值不为零，显然，输入信号 V_1 在温度为 0℃时也不为零。为了抵消它，通过 R_2 和 R_4 制作**基准电压** V_2 来进行差动输入。



(a) 差动放大电路



(b) 热敏电阻特性

图 3.12 差动放大与电阻型传感性的结合

3.4 运算放大器的本来面目是差动放大

3.4.1　拉长会使电阻值增加

胶皮圈儿拉长会变细。同样，电线拉长断面面积会变小。电线的电阻值与长度成正比，与断面面积成反比。所以说，拉长会使电阻值增加。利用这一现象将长度的变化转化成电阻值变化的传感器是应变计。

图 3.13 表示了应变计的概要。用粘接剂将应变计贴到机械和建筑材料需要进行伸缩和弯曲测量的地方，根据电阻值的变化可检测物体的变形。这也是一种“电阻型传感器”。和上一节一样采用差动放大电路

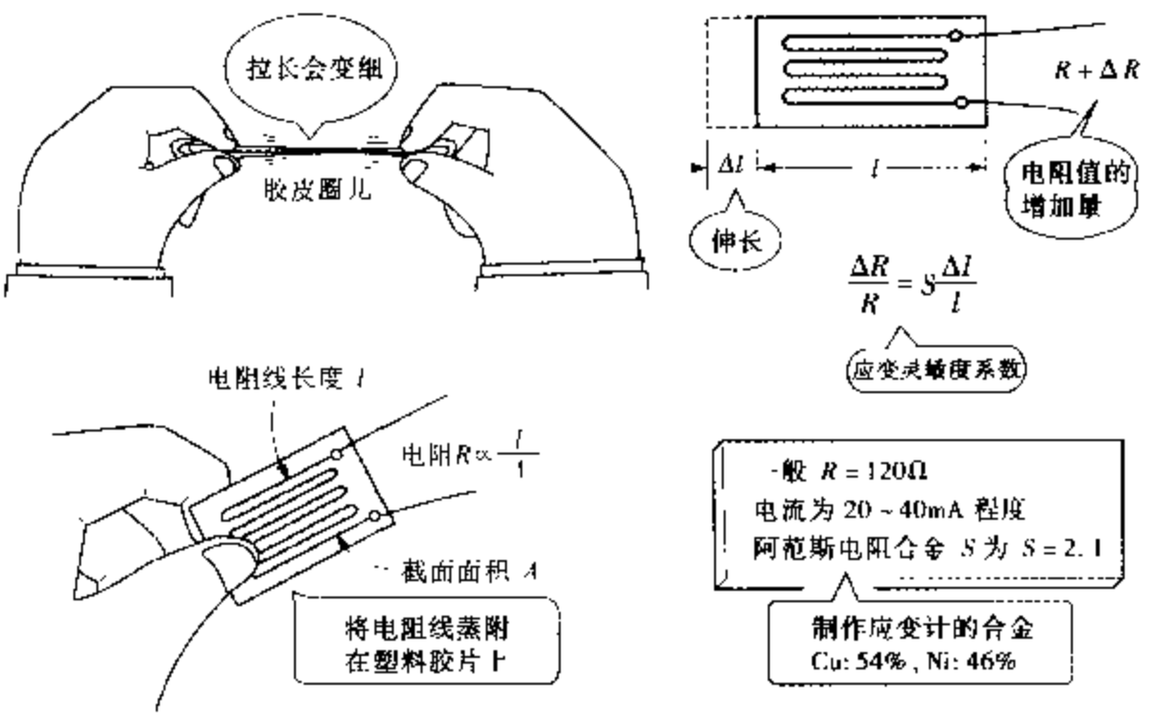
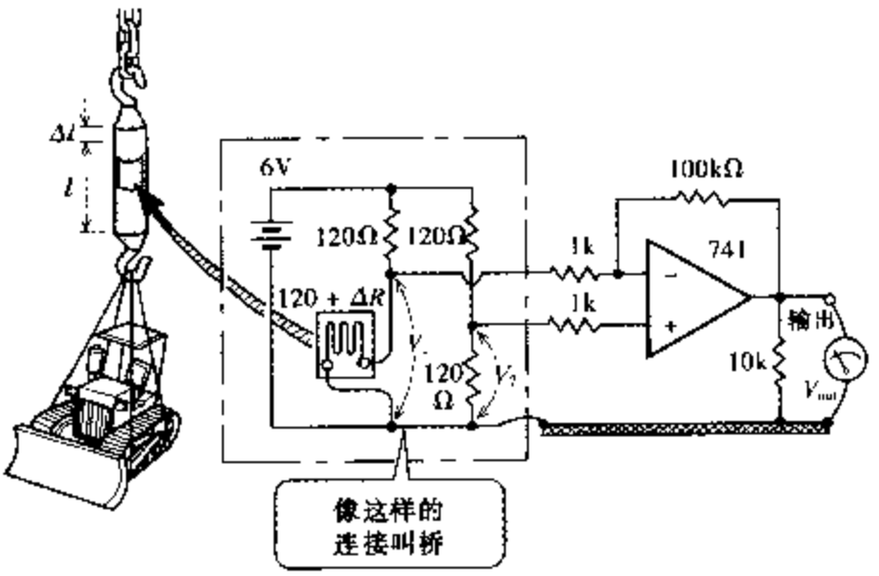


图 3.13　将长度变化变成电阻变化的应变计

3.4.2　通过检测物体的变形来测量重量

用直径为 20mm 的钢棒拉重达 12t 的物体，钢棒会有 0.0017 的变形。如果把应变计和钢棒粘在一起，根据 $\Delta l / l = 0.0017$，可



假定 $\frac{\Delta l}{l} = 0.0017$，$S = 2$

由图 3.13 的式子可得：

$$\frac{\Delta R}{120} = 2 \times 0.0017$$

$$\therefore \Delta R = 0.408\Omega$$

$$V_1 = 6\text{V} \times \frac{120 + 0.408}{120 + 120 + 0.408} \approx 3.0051\text{V}$$

$$V_2 = 6 \times \frac{120}{120 + 120} = 3.0\text{V}$$

$$\text{输出 } V_{out} = -\frac{100}{1.06} V_1 + \left(1 + \frac{100}{1.06}\right) V_2 = 2.52\text{V}$$

图 3.14　电阻型传感器的电压检测和输出电压的计算

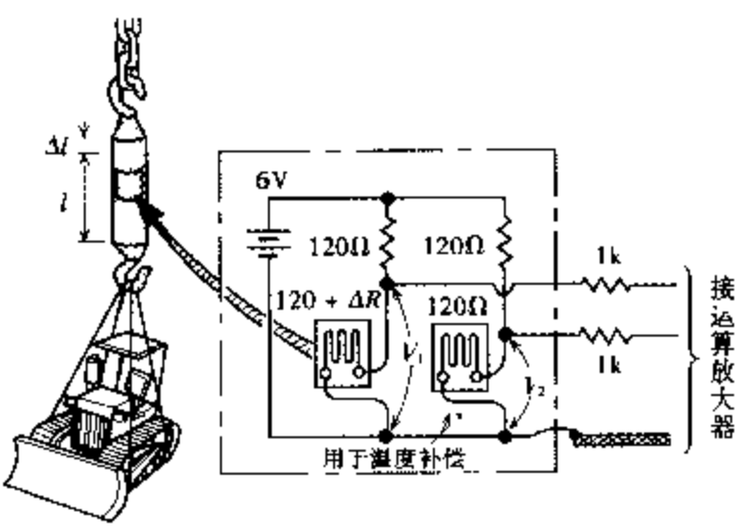


图 3.15　温度误差的修正方法

得电阻的变化量为 0.408Ω。由图 3.14 可计算出输出电压为 2.52V。这时如果用 R_f 和 R_a 来计算**放大倍数 A**，那么这个 **R_a 应该含有**“R_2 和 R_3 的并联值”

3.4.3　抵消因温度变化带来的测量误差

在图 3.14 中，一根吊着推土机的钢棒即使不增加载重，随着温度的上升，也会变长。这种因温度变化引起的伸缩会影响应变计电阻值的变化，给测量值带来温度误差。于是，如图 3.15 所示的那样，在制作基准电压 V_2 的地方也使用贴有应变计的材质相同的钢棒，这样，可以校正温度误差。

这种校正温度误差的方法在光传感器以及其他的传感器中也经常使用。

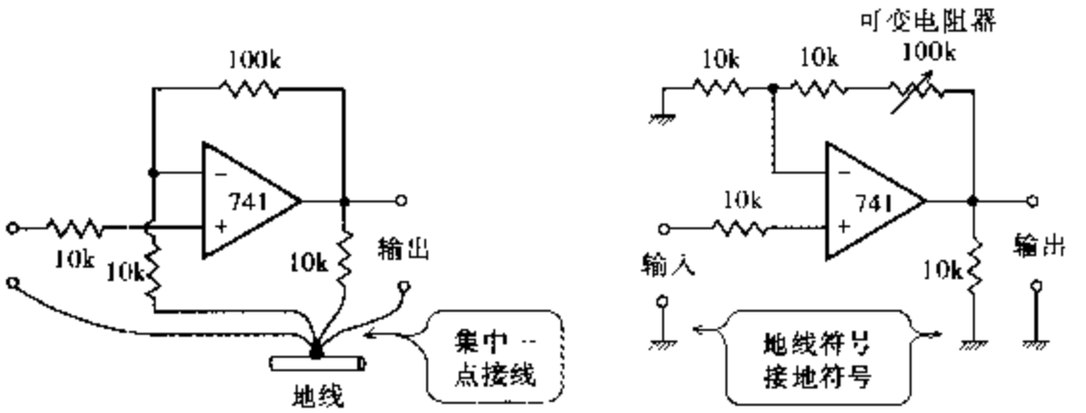
如果把钢棒做得很细，也能测量很小的载重。

3.5 地线与高增益电路

3.5.1　地线的处理方法

到目前为止所说的电路中，**地线**都是用粗的裸线来描述的。地线不仅是与众多的元件相接的**共用线**，而且也是从输入端到输出端直通的“**主干道**”。在实际的产品中，**地线**在印刷线路板上占有很大的地盘。在装配电路时，如果**地线**连接得很乱，高增益电路会工作得很不稳定。所以，应按照如图 3.16(a)所示的方法，把每个**集成电路**上的所有**地线集中**在**一起**，然后**连接到一个点**上。集中连接于一点的方法很重要。

一般的电路图用如图 3.16(b)所示的地线符号来表示与地线的连接。但是，在实际电路组装时应以每个集成电路为单位进行集中。事实上，这已是一种常识



(a) 地线的连接方法　　(b) 地线表示法（可变放大率电路）

图 3.16　地线的处理方法和可变放大电路

3.5.2　增益可变的电路

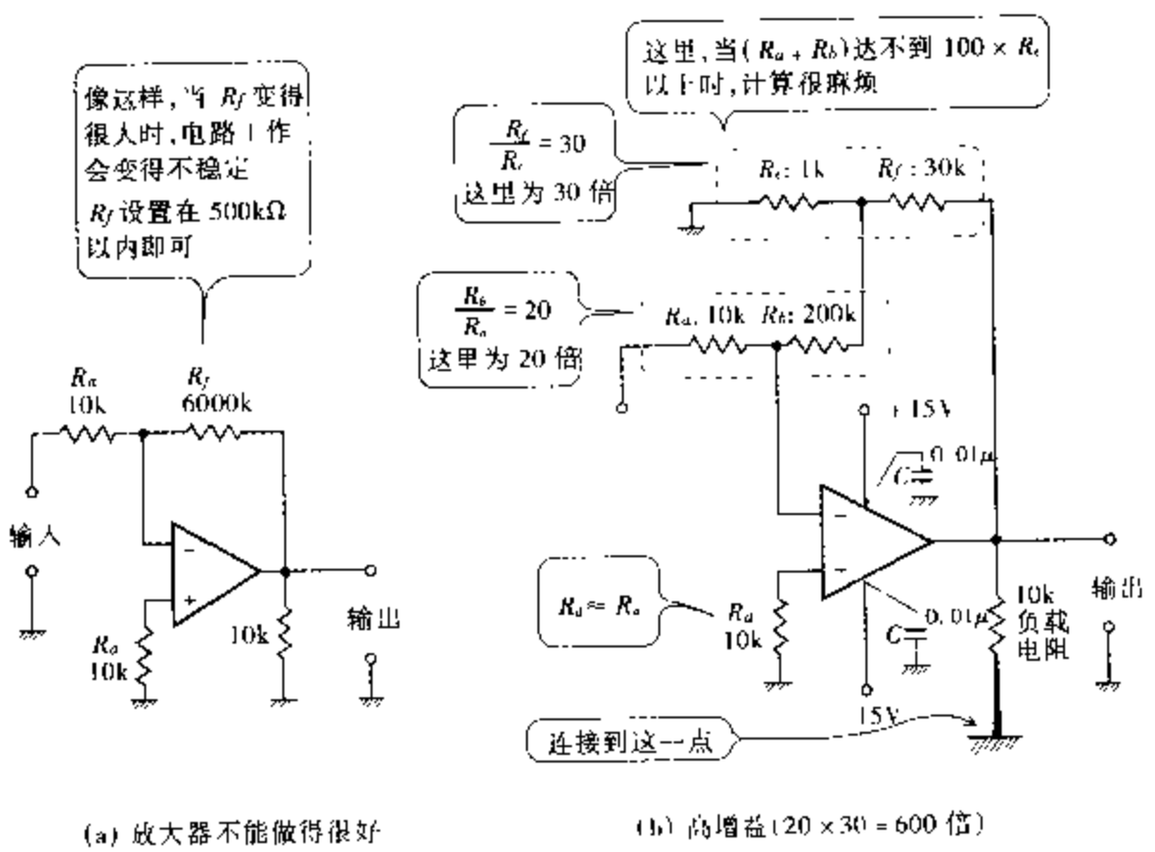
图 3.16(b)将负反馈电阻 R_f 设计成了可变电阻，由此构成一个同相型的增益可变的电路。怎样选择 R_f 才能满足所需增益的要求呢？看一下第 3.1、3.2 节，就能知道解决这个问题的答案。

3.5.3　增益很高的电路

单纯考虑一下，觉得要得到高增益电路，只要将图 3.17(a)所示将负反馈电阻 R_f 和 R_a 的比值取得很大即可。但是，如果 R_f 取得太大，会使流入 R_f 的电流变得很小，从而使电路工作不稳定。如果 R_a 取得太小，则会使输入电阻减小。于是，高增益电路需采用既不能使 R_a 太小又不能使 R_f 太大的方法，实际电路如图 3.17(b)所示采用的就是这种方法。

在这个电路中，要准确地求出放大倍数，需使用含有 R_a 和 R_b 的 R_c 去计算放大倍数。但实际上，电阻器有相当大的误差，实际的放大倍数是不能通过计算来获得的。

如图 3.17(b) 所示的那样，在高增益的电路中连接一个用于祛除地线上的有害噪声电流的电容器 C 是很重要的。



(a) 放大器不能做得很好　　(b) 高增益(20 × 30 = 600 倍)

图 3.17　获得高增益的电路

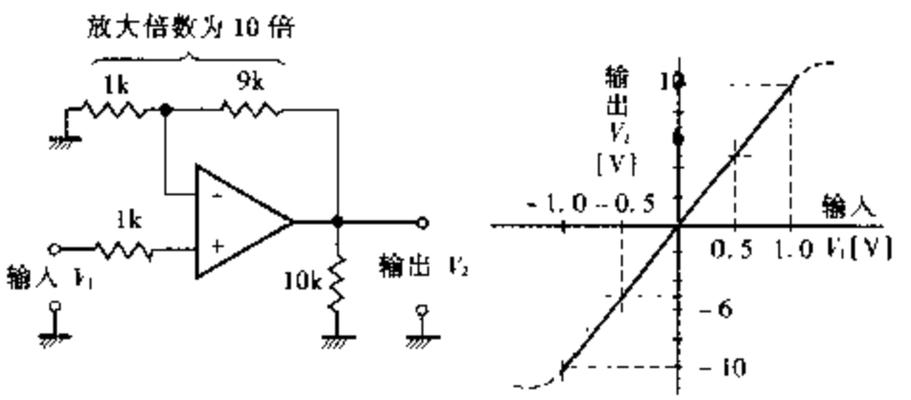
3.6 施密特触发器

3.6.1　同相放大电路与施密特电路的区别

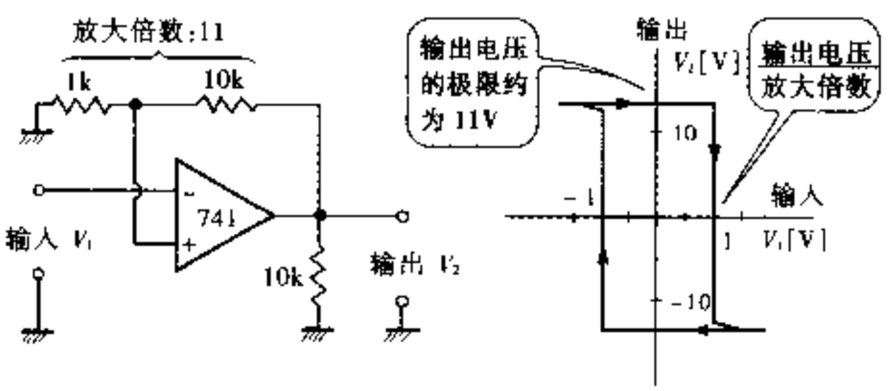
反相、同相电路采用的是负反馈方式，如图 3.18(a) 所示，输入电压与输出电压成正比例关系。与此相对照，施密特电路采用的是**正反馈方式**，如图 3.18(b)所示，在输入电压的某一点输出电压突然发生跳变。

图 3.19 描述了将平缓变化的交流电压输入到施密特电路后得到急剧变化的输出电压情况。对于很小的输入变化，需要输出明显的“白或黑”时，采用这种电路很有用。

图 3.20 为油压活塞的施密特工作原理。通过杠杆向阀门的油缸施加正反馈，会形成和运算放大器一样的运动。

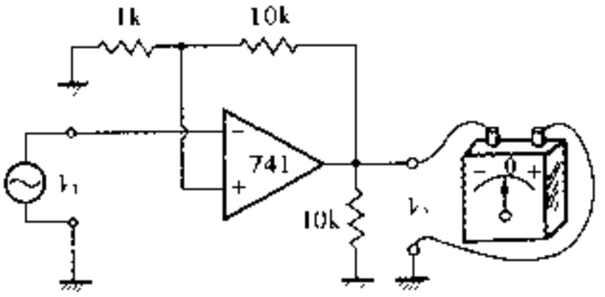


(a) 同相放大电路和输入输出电压的关系



(b) 施密特电路和其输入输出电压的关系

图 3.18　施密特电路跳变原理



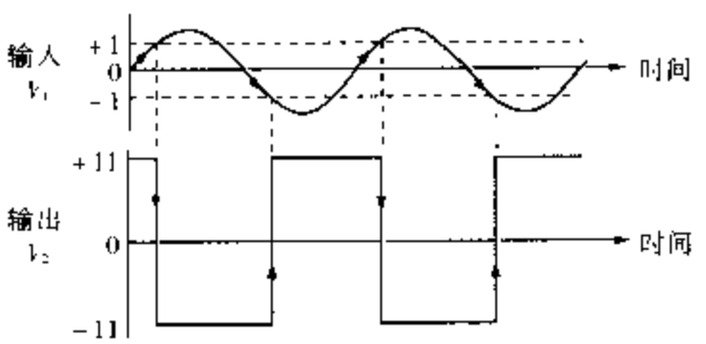
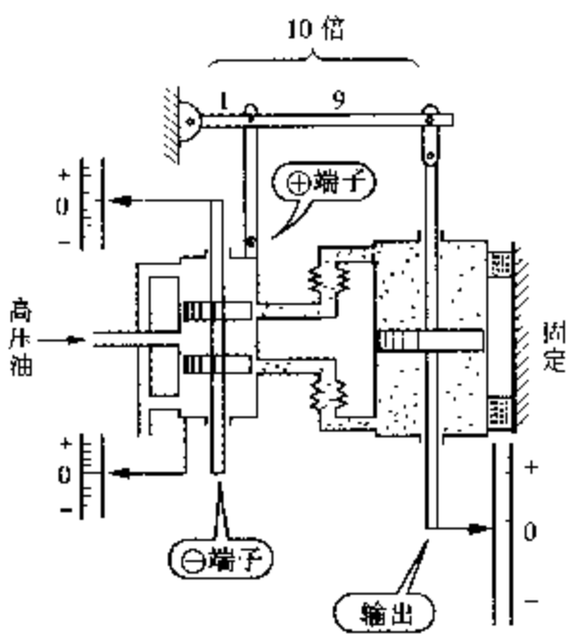
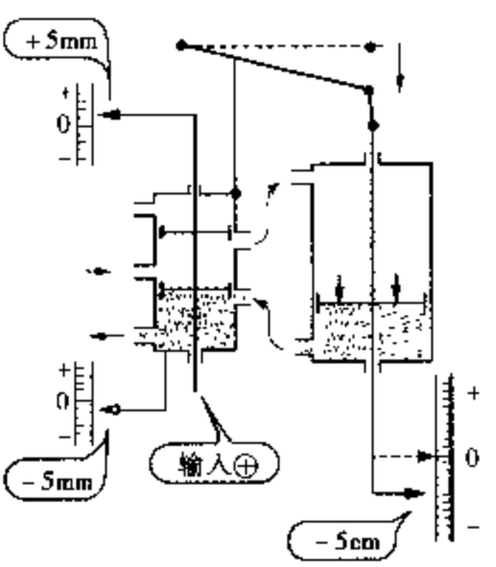


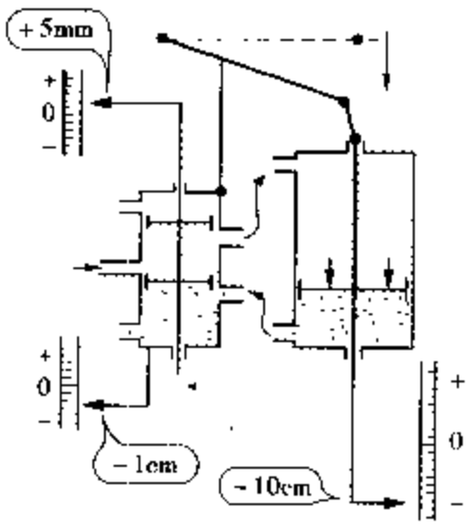
图 3.19　施密特电路的连续跳变



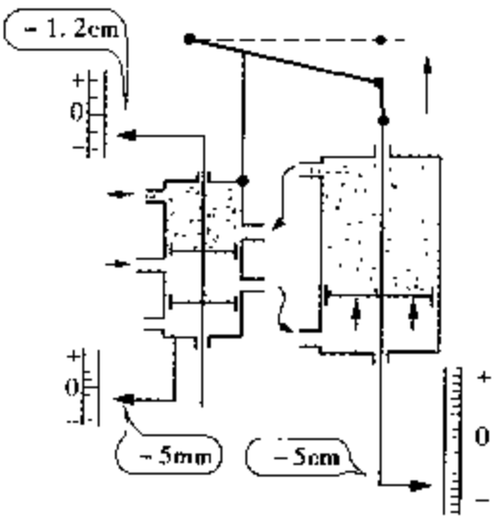
(a) 分别静止在各自零的位置



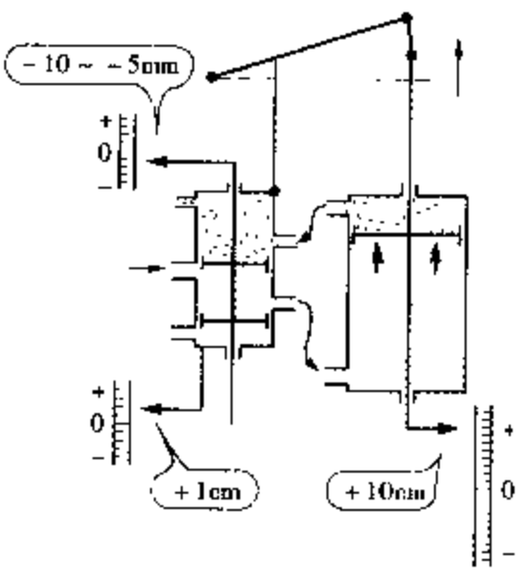
(b) ⊖端子稍稍移向⊕侧



(c) 输出停止在⊖的极限位置



(d) ⊖端子向⊖侧移动很多



(e) 输出停止在⊕的极限位置

图 3.20 油压活塞的施密特原理

3.6.2 线性电路和非线性电路

在到现在为止所说明的反相和同相电路中，输出电压与输入电压都构成比例关系，按**直线形式**进行变化。这种关系如果用图去描绘，会形成图 3.18(a)和图 3.23(a)所示的形状。这样的放大电路称为**线性电路**。

与此相对应，施密特电路输出电压与输入电压不构成直线比例关系，这种电路可称**非线性电路**。

3.7 灯到黄昏自动亮

3.7.1 灯到黄昏自动亮

用图 3.21 的电路可以检测傍晚时分的弱光，然后把灯点亮。随着光线的变暗，反相放大器的输出会按照图 3.23(a)所示的特性曲线逐渐朝正极变化。因此，继电器的电磁力也会慢慢地增加，当达到某一点时，接点的引力会变得不稳定，进而迅速演变成越位。

施密特电路的特性曲线如图 3.23(b) 所示，当输入电压达到某一点时，输出电压会突然发生跳变。因此，在图 3.21 所示的虚线框中放上施密特电路，可以使继电器的工作稳定可靠。

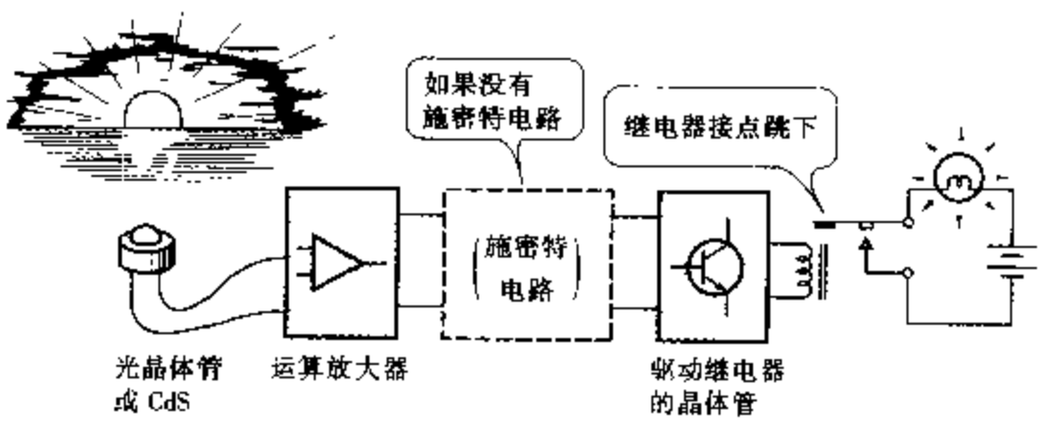


图 3.21 接近黄昏时继电器跳下

但是，如果使用像 CdS 这样高感度的传感器，即使不使用施密特电路，只需去掉负反馈电路，输出电压也会发生急剧跳变。

3.7.2 继电器驱动电路

图 3.22 表示了继电器驱动方法。运算放大器输出电流太小，不能直接驱动继电器。于是，通过功率晶体管将电流放大到 100 倍。与继电器线圈平行连接的二极管的作用可防止继电器工作时线圈产生的异常电压。

切开图 3.22 的 * 部分，可以把这个电路与图 3.2 和图 3.5 等电路连在一起。

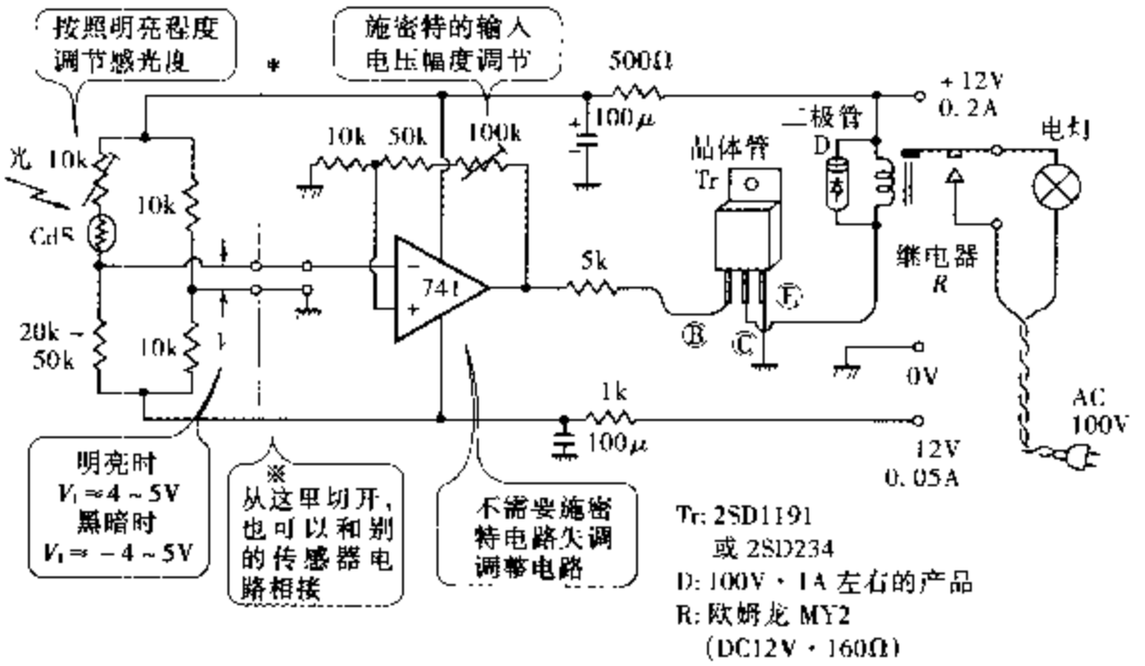


图 3.22　继电器驱动方法(自动点灯火灯)

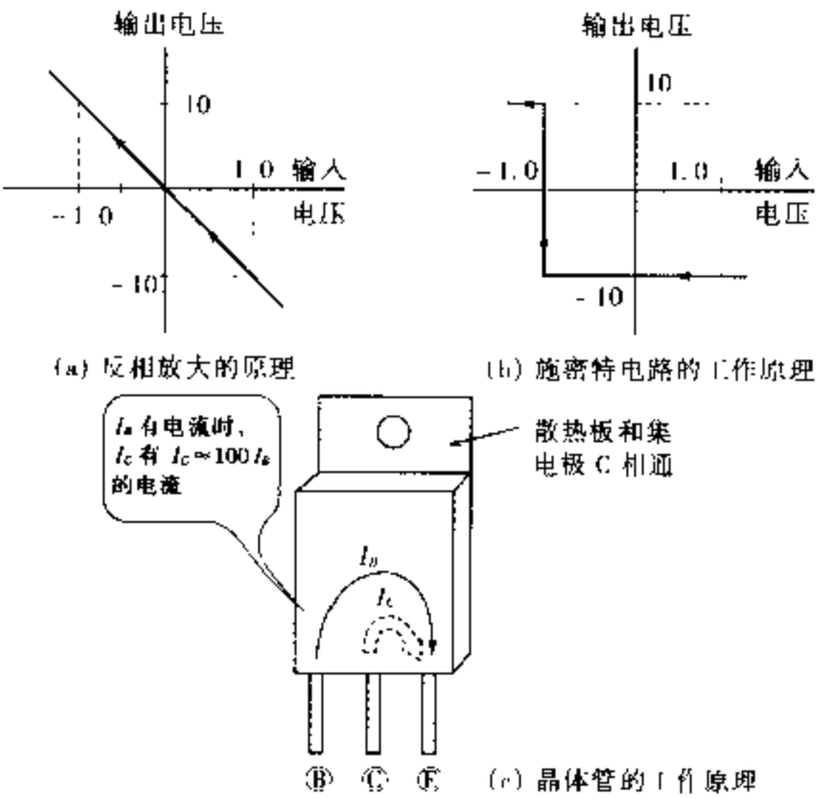


图 3.23　继电器驱动电路的工作原理说明

3.8 用运算放大器制作的交流放大电路

3.8.1 连微动都没有的"静止"状态

如图 3.24 所示，可以把流入电子器件中的电流信号分成直流信号和交流信号。进一步，交流又可分成模拟信号和数字信号。

运算放大器本来就是用作直流放大的。所以，如果放大像热电偶之类的**微弱直流信号**，它的能力是很强的。如果用晶体管制作高增益的直流放大器，就会被漂移和偏置所困扰，很难保持"**零点静止状态**"。能解决这一困难的集成电路就是运算放大器。

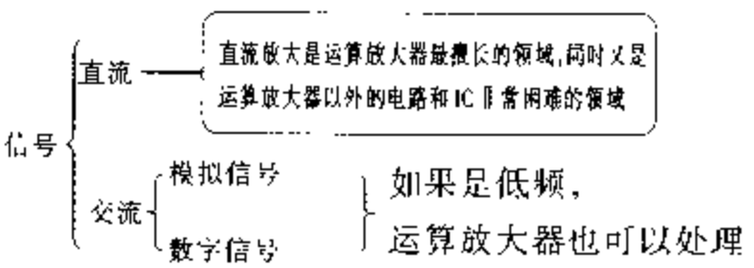


图 3.24 运算放大器处理的信号领域

3.8.2 用运算放大器制作的交流放大电路

运算放大器最能发挥实力的领域是直流信号放大，但在低频范围内，也可用作交流信号放大，图 3.25 的交流放大电路就是一例。前面所描述的反相电路(图 3.2)和同相电路(图 3.5)可以不作修改地用作交流放大

运算放大器在进行交流信号放大时，随着频率的升高，放大倍数会下降。比较容易使用的频率范围大约在 100kHz 以下。在处理数字信号时也一样，高频范围不能使用。

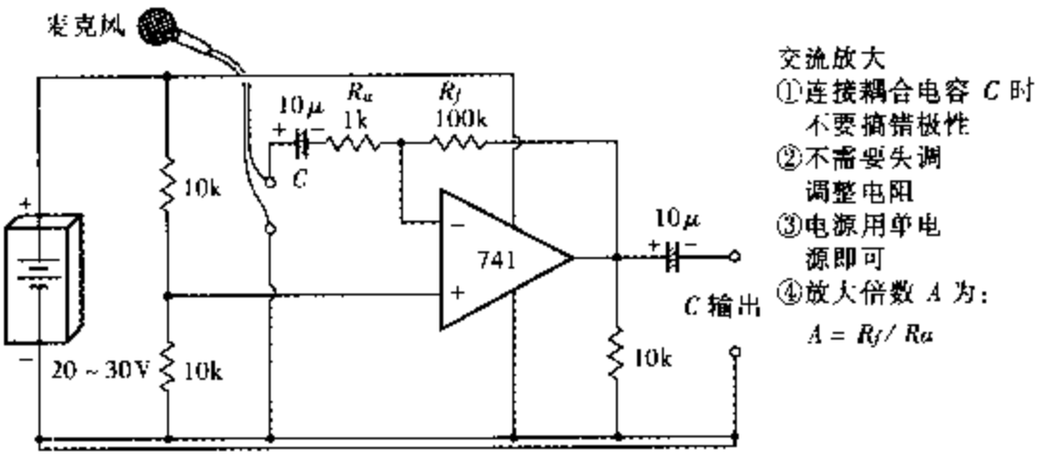


图 3.25　交流放大电路的例子

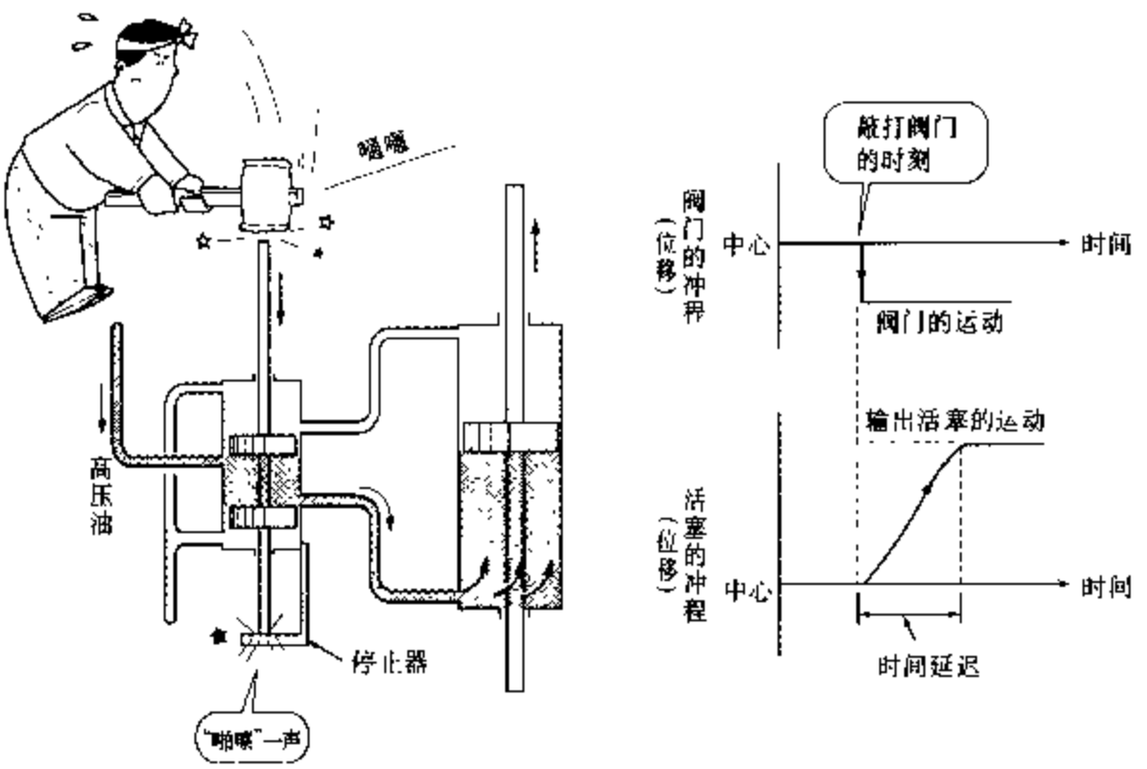
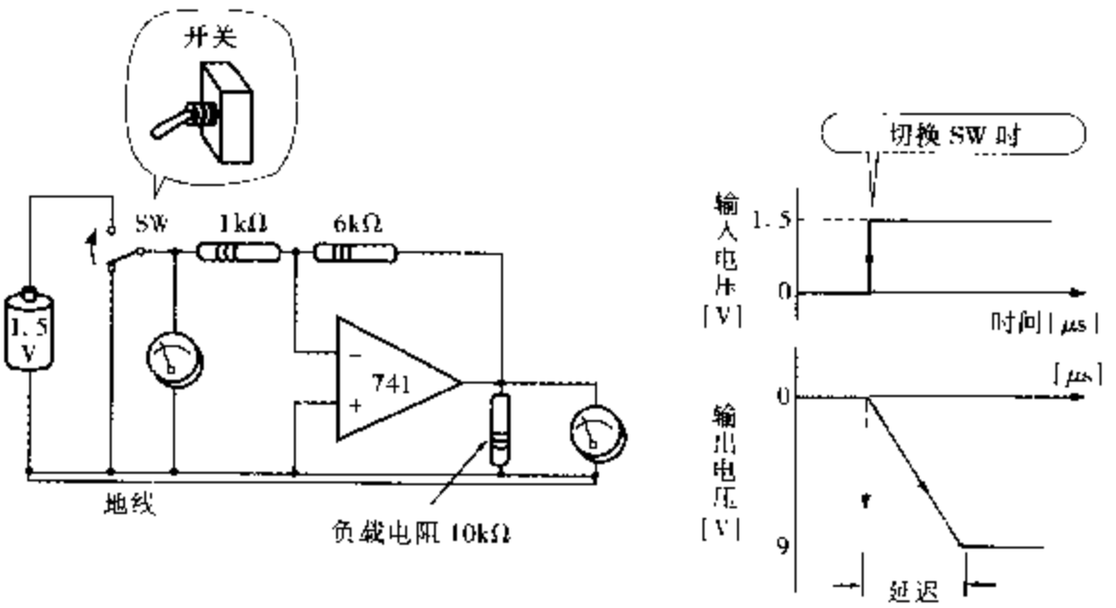


图 3.26　不会敏捷地运动

3.8.3　不管怎么敲打，就是动得不敏捷

如图 3.26 所示，如果猛地锤打，让油压装置的阀门啪嚓一声，瞬间内产生移动，输出活塞会怎样移动呢？

阀门即使迅速移动，油的流动也在阀门移动之后才开始，输出活塞要移动一段冲程，多少需要一点时间。因此，输出活塞的动作对于阀门的动作来说“有点迟缓”。也就是说，不管怎么敲打，也不能敏捷地动起来。



(a) 通过开关操作输入阶跃电压　　(b) 输出不会突然跳变

图 3.27　运算放大器的瞬变能力

3.8.4　运算放大器的过渡特性和转换速率

运算放大器跟油压装置一样。如图 3.27 所示，通过开关输入阶跃电压，输出电压跟不上，出现延迟。这是因为流入集成电路中的“电子的流动”同油一样会出现一点延迟。像这种由急剧的输入变化引起的输出变化称为**过渡特性**。

图 3.28 给出了几个运算放大器过渡特性的例子。根据种类的不同，分别用①、②、③表示了各自的过渡特性。

要从数量上对这一特性进行描述，可用 **1μs 时间单位的电压变化来表示，这种特性参数被称为转换速率(SR)**。

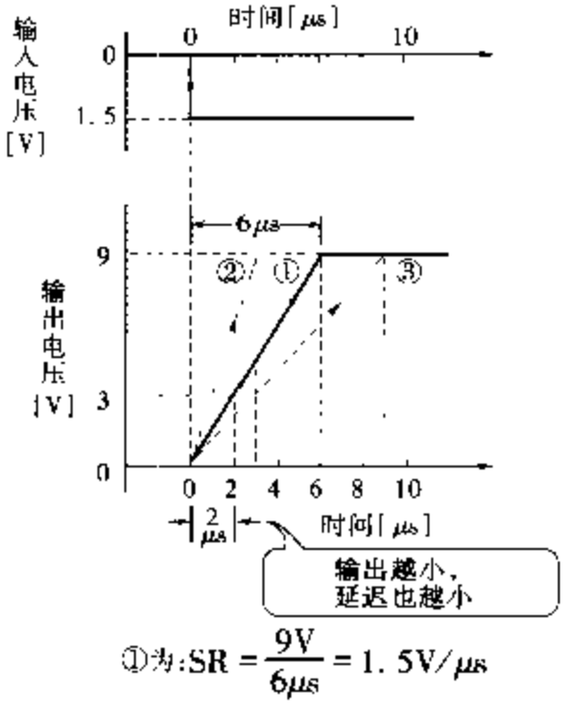


图 3.28　表示瞬变能力的转换速率

曲线① SR = 9/6 = 1.5

曲线② SR = 3

曲线③ SR = 1

SR 表示输出电压的瞬间变化能力。SR 越大，敏捷性就越强，交流特性也就越好。SR 值即使不变，如果输出电压很小，**延迟**也会很小。所以，在小输出电压范围内使用可以提高交流特性（对交流特性的影响参照第 2 章）。

本章小结

(1) 运算放大器是最适合直流放大的集成电路。用晶体管电路进行的直流放大很难解决失调和漂移问题。

(2) 反相放大电路，输入与输出电压的变化正好正负相反。

(3) 反相放大电路，其输入电阻就是输入回路的电阻(R_a)。

(4) 放大电路的**输入电阻**最好要比传感器的内部电阻 R_s 大

(5) 同相放大电路，输入与输出电压的变化方向相同。

(6) 同相放大电路，**输入电阻**与输入回路的电阻(R_a)无关，其值非常大。

(7) 运算放大器的最大输出电压为电源电压的 70% 左右，而电源电压的最大值不能超过第 2 章规格表规定的值

(8) 应让运算放大器承受最佳的负载

负载的恰当值设为 2 ~ 10kΩ 的集成运算放大器居多。

(9) 电阻型传感器适合采用差动放大电路。

(10) 地线的处理方法很重要。

(11) 要想让开关电路和继电器稳定可靠地工作，施密特电路不可少

(12) 交流放大应使用转换速率(SR)大的运算放大器。

Ⅳ

非线性电路中运算放大器的用法

在处理模拟量时，常常想把信号的宽度（频带等）进行扩展，把电平变化较小的信号进行加强（将小电平信号放大），尤其是在与光学和音响有关的领域中经常碰到这种需求。另外，也想把模拟信号用数字方式表示，将A/D变换器的前一级电路信号进行短时间保存，把电平测量电路的前置电路的信号变化成绝对值，等等。这些输入输出信号多数不是线性关系。尽管非线性的定义不够明确，但是本章还是要对直线检波电路和非线性放大器（对数放大器、折线近似电路等）作点说明。

比较器和模拟存储器将在下一章讨论。

4.1 非线性电路

4.1.1 非线性电路

一般来说，放大电路都是想方设法尽量避免产生失真。这种类型的电路称**线性电路**(图 4.1)。

非线性电路却有意让放大电路产生失真（**输入输出不再是线性的**）。

那么，究竟怎样才能用运算放大器构成非线性电路呢？在图 4.1 中，输出 V_{out} 为

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in}$$

要使这个电路变成非线性电路，R_1 或 R_2 使用**非线性元件**就可以实现(图 4.2)。换句话说，这里所采用的元件的特性可以左右电路的特性。一般用作非线性元件的有**二极管**、**晶体管**和**场效应管**等。

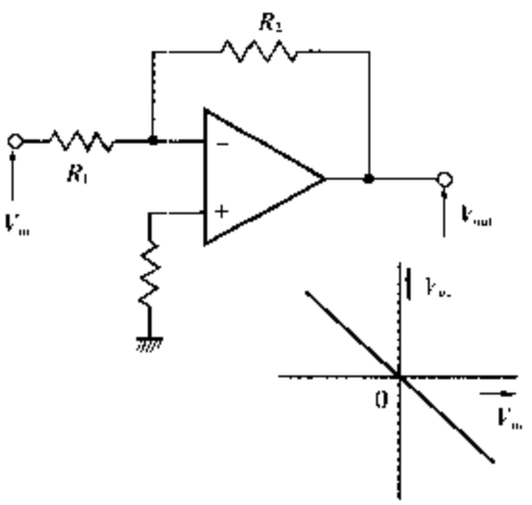


图 4.1　线性电路

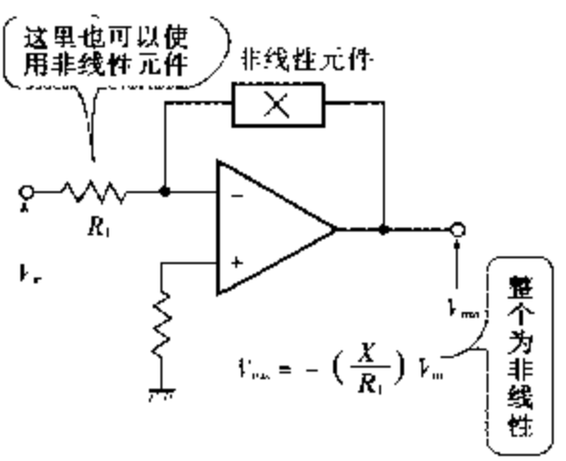


图 4.2　非线性电路

4.1.2 为什么需要非线性电路

工业仪器测量使用的传感器(热电偶、测温电阻体、压力传感器等)的输出为模拟量,且非线性的居多。常常需要把这些非线性模拟量变换成线性的。有时以模拟量的形式进行运算要比经过模拟-数字变换后再来进行运算来得容易。所以,以模拟量形式的运算电路中的一部分也需要非线性电路。

4.2 理想二极管和直线检波

4.2.1　消除死区(理想二极管)

二极管多数用于电源电路的**整流**和电子线路的**过压保护**。此时可采用图 4.3 所示的二极管。但是,如果处理的信号很小,则会出问题,原因是锗二极管的正向压降达到 **0.3V** 左右、硅二极管的正向压降达到 **0.6V** 左右时,才开始有电流出现。这个电压叫**门限电压**。从中也许能知道收音机的检波电路为什么要使用锗二极管的原因。图 4.4 表示了这个门限电压对小信号的影响。这并不是想利用死区(不灵敏区),而是想使它尽量地小。

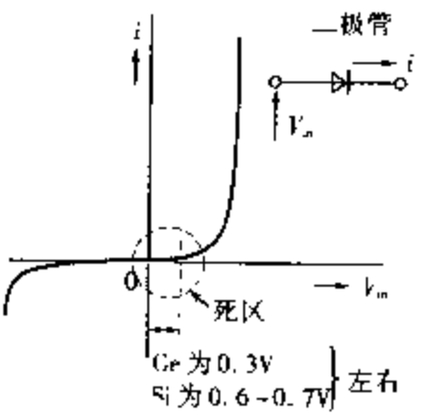


图 4.3　二极管的特性

为此,这里我们介绍一种修正法——**负反馈法**。音频放大器使用负反馈是以牺牲放大倍数为代价来改善特性的。采用这种方法也可以改善二极管的特性。

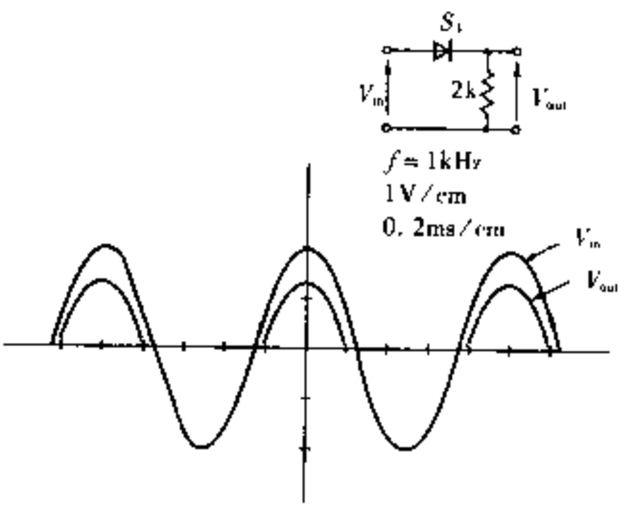


图 4.4　对小信号的影响

图 4.5 的目的是为了修正二极管的特性,但实际上无任何变化,**没有得到修正**,原因是二极管接在反馈环外,仍有门限电压的影响。正确的修正法是**把二极管接在反馈环内**,如图 4.6 所示。

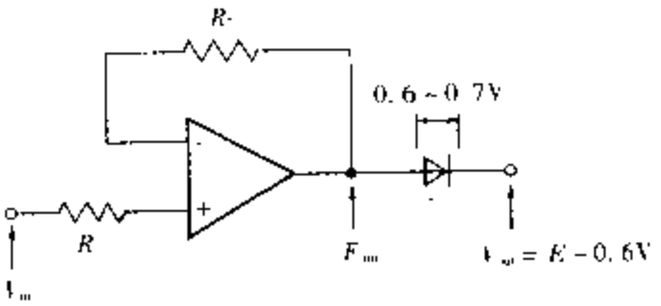


图 4.5 不好的电路(二极管接在反馈环外侧)

4.2.2 工作原理

下面就**同相型**和**反相型**两种类型电路的工作原理进行说明。

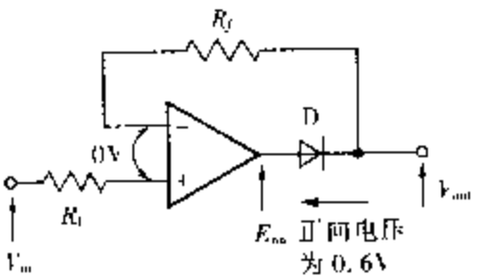


图 4.6 好的电路
(同相型二极管电路)

(1) 同相型二极管电路

如图 4.6 所示，由于**二极管接在反馈电路内**，二极管的非线性特性得到了修正。

假定放大倍数为"1"，$V_{in} = 0V$，由于运算放大器的"±"**输入端子之间总是等电位的**，"－"输入端子（反相输入端子）则为 0V。因此，V_{out} 也为 0V，运算放大器的输出 E_{out} 等于二极管的正向压降 0.6V。如果 V_{in} 为 1V，则 V_{out} 也为 1V，E_{out} 为 1.6V。如果 V_{in} 为"－"，则会按如图 4.7 所示的方式进行工作。

图 4.8 表示了输入输出的波形。

不难发现，从 V_{out} 端来看，工作很正常，但从 E_{out} 侧来看，对于每一个"－"的输入，运算放大器都会饱和。频率特性也会因转换速率和饱和恢复所引起时间延迟而变坏。**能改善这种现象的是反相型二极管电路**。

(2) 反相型二极管电路

反相型二极管如图 4.9 所示。除在反馈环内加接二极管 D（与图 4.6 相同）之外，还需加接箝位二极管 Dc，如图中点线所示。

工作原理如下。

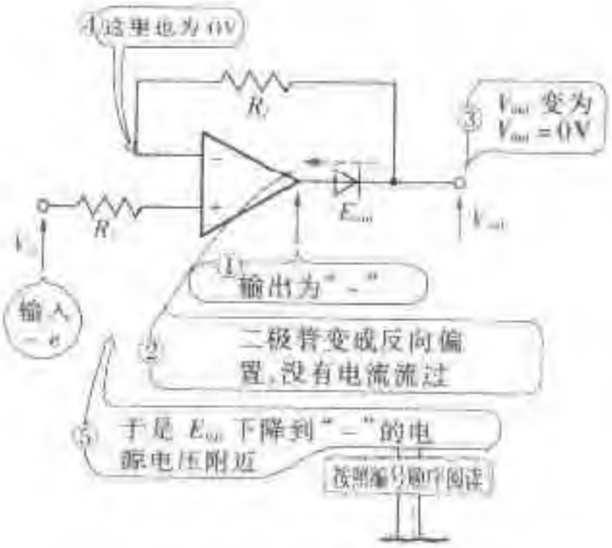
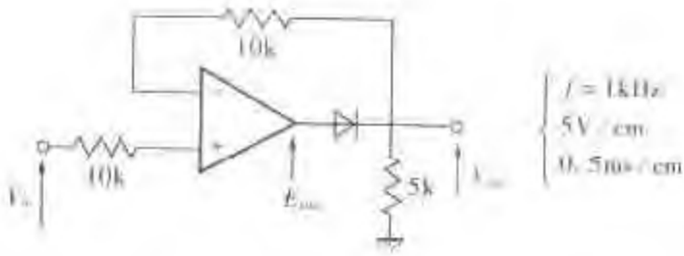
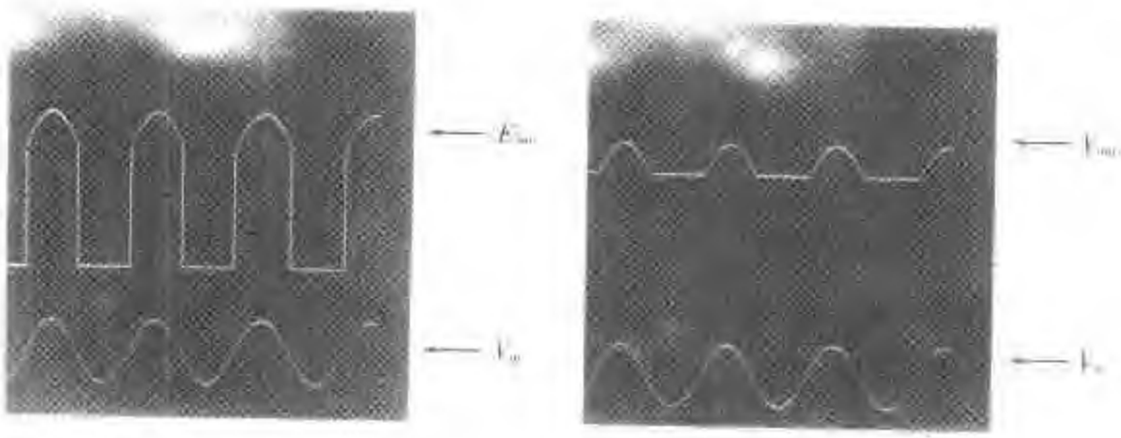


图 4.7　负输入情况





当负信号输入时，
E_{out} 处于饱和状态

图 4.8　图 4.7 的输入输出波形

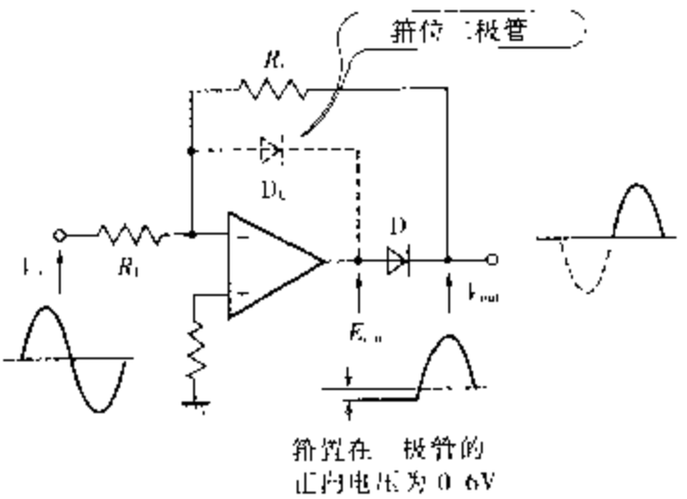
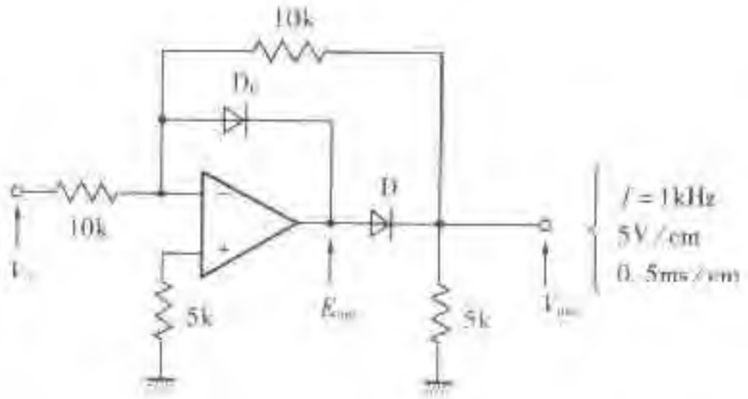


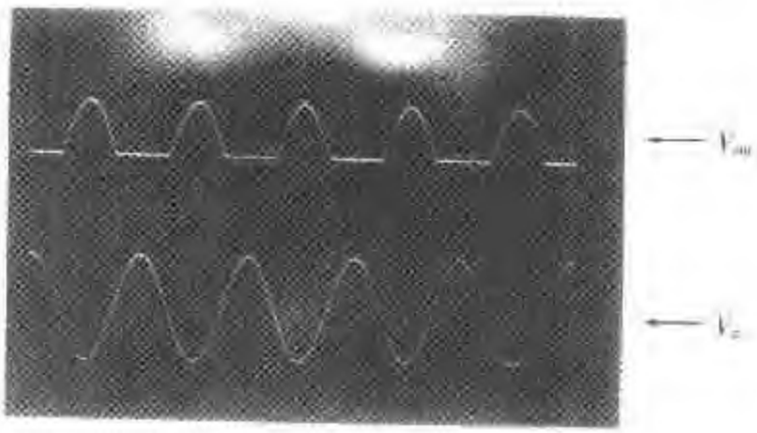
图 4.9 反相型二极管电路

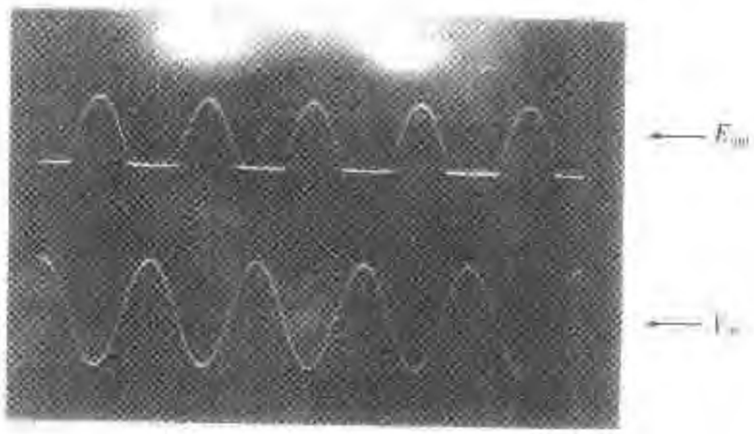
假设输入 V_{in} 为“－”，则 E_{out} 为“＋”，**D_C 为反向偏置**，不会给电路造成影响。所以，按反相放大电路的方式工作。但 V_{out} 要比 E_{out} 低一个二极管的正向压降。R_f 和 R_1 的比值可以让它产生增益。如果 V_{in} 为“＋”，则 E_{out} 为“－”，**D_C 正向偏置**，输入通过 D_C 旁路传到 E_{out}。所以，E_{out} 被箝位在 D_C 的正向压降 $-0.6 \sim -0.7$V。D 变成反向偏置，从而使 V_{out} 变成 0V(运算放大器不会饱和，因此会很快得到响应)。

如果没有 D_C，V_{in} 为“＋”时，输入电流无去处，根据情况的不同，有时输入会通过 R_1、R_f 原封不动地在输出端再现。**由于觉察到了这一现象，才知道采用装有二个二极管的反相型电路可以解决运算放大器偏置电流的去处。**

如果想让输入与输出电压的关系与图 4.9 的相反（即 V_{in} 为“＋”时有输出，V_{in} 为“－”时，输出为零），只要调换一下 D_C 和 D 的极性即可。此外，如果在输入端接上加法电路，则可以制作死区，这种电路如图 4.11 所示。

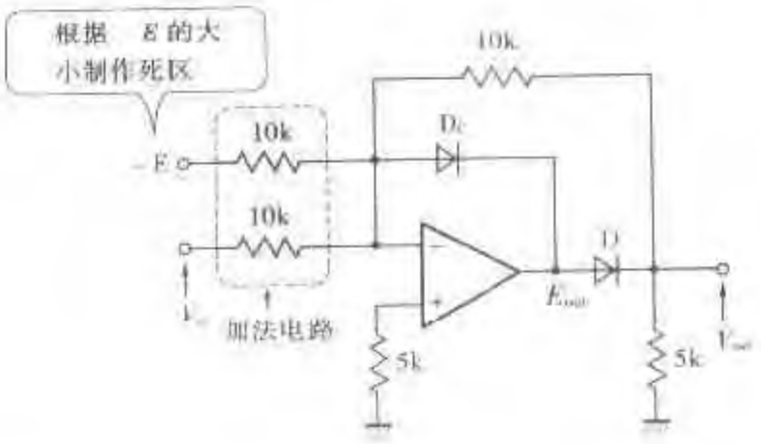


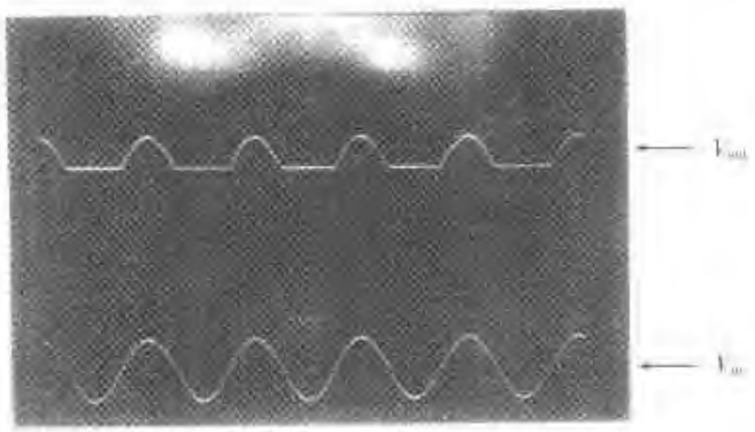


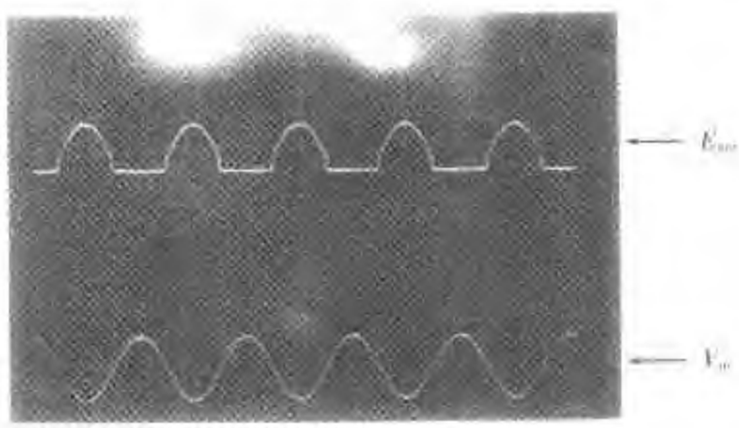


在 E_{out} 中出现 D_c 的正向电压

图 4.10　图 4.9 的输入输出波形







E_{av} 的电平下降

图 4.11 制作死区的电路

4.3 将交流变成直流(AC/DC变换)

4.3.1 求交流的绝对值和平均值

求输入信号的绝对值或者求平均值时，常常采用理想二极管（直线检波电路）和加法电路相结合的电路。下面来看看这种电路的工作原理。

(1) 电路构成

图4.12是这种电路的方框图，图4.13是它的基本电路图

在运算放大器 A_2 中，如果思考一下会觉得输入、R_1 – R_f 电路只是一个反相放大电路。而且，**A_2 是一个将 A 点的输入和 B**

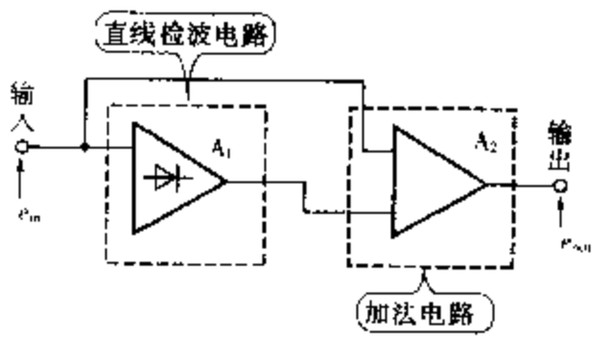


图 4.12　方框图

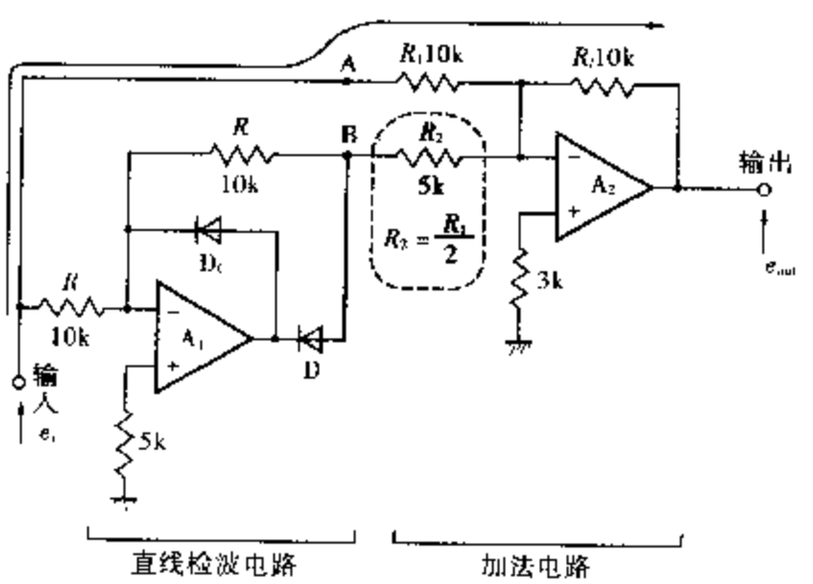
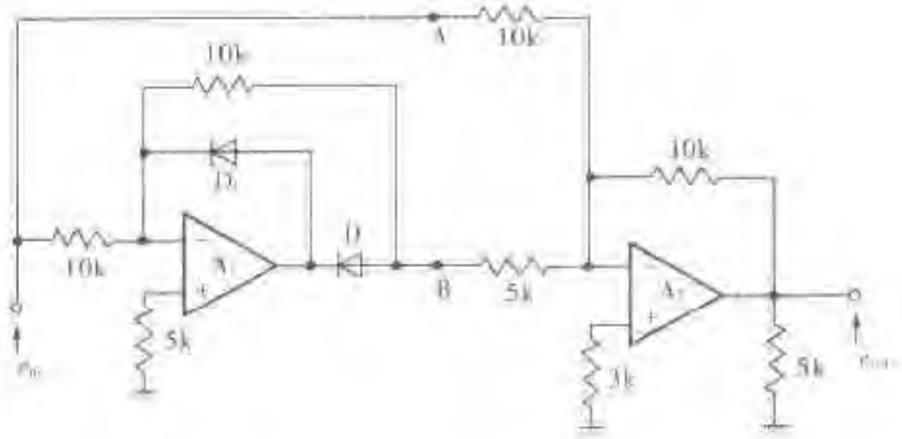
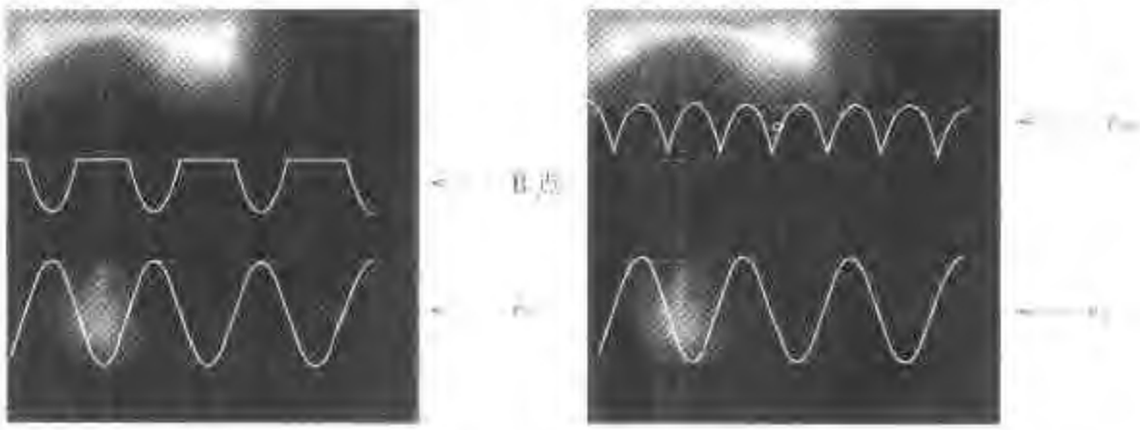


图 4.13　全波整流电路



$\begin{cases} f = 1\text{kHz} \\ 5\text{V/cm} \\ 0.5\text{ms/cm} \end{cases}$

(图(c)的 e_{out} 与图(d)的 e_{out} 相加,等于图(b)的 e_{out})



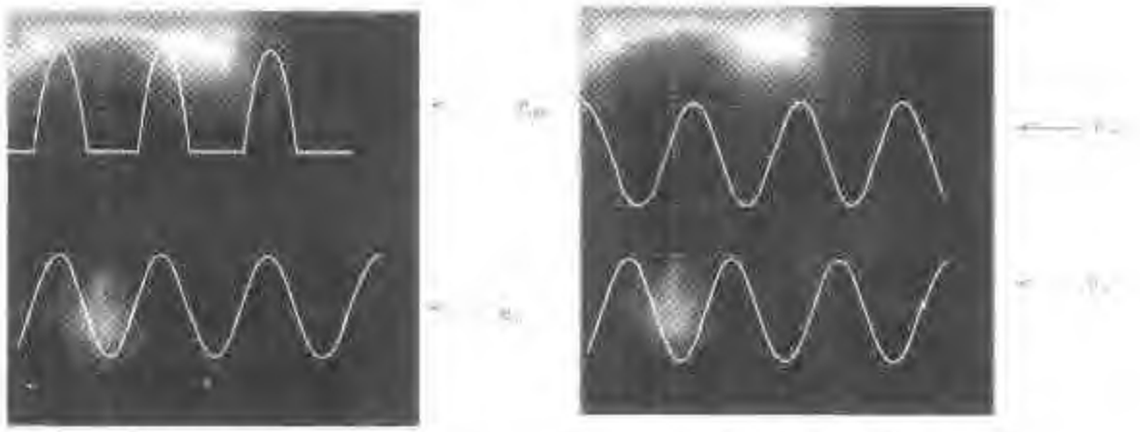


图 4.14 各个部分的波形

点的输入相加的加法器。从 A 点来看，A_2 是一个放大倍数为 1 的电路。从 B 点来看，A_2 是一个放大倍数为 2 的电路。A_1 是直线检波电路。

(2)　工作原理

图 4.14 表示了各个部位的波形。由图(a)可知，e_{in} 的波形在 B 点变成负方向半波。在 A 点，就是 e_{in} 通过 A_2 后，A 点的信号被放大 1 倍(图(d))，B 点的信号被放大 2 倍(图(c))。所以，最后的输出是正的全波整流波形(图(b))。

(3)　要点

如果要想获取负的信号输出，将 A_1 中的两个二极管的极性颠倒一下即可。**A_1 不应该有放大作用**。A_2 的电路应能做加法。输入电压太大时，B 点会发生饱和。如果需要直流输出，加接一个与 R_f 并联的电容器即可。这里，频带宽度不能取得太大。

频率特性取决于运算放大器。让它在高频范围内工作时，要注意使工作二极管的速度快，工作电阻的值小。安装时要注意尽量使分布电容变小。

4.4 对数放大器和反对数放大器

4.4.1 对数放大器

一般说到放大器(AMP)就会认为输出与输入成正比。但是，对数放大器(log AMP)则不然，它会像图 4.15 所示的那样，输出与输入的对数成正比。如果不考虑比例常数，信号就会按 10:1、100:2、1000:3 的**比例关系输出**。

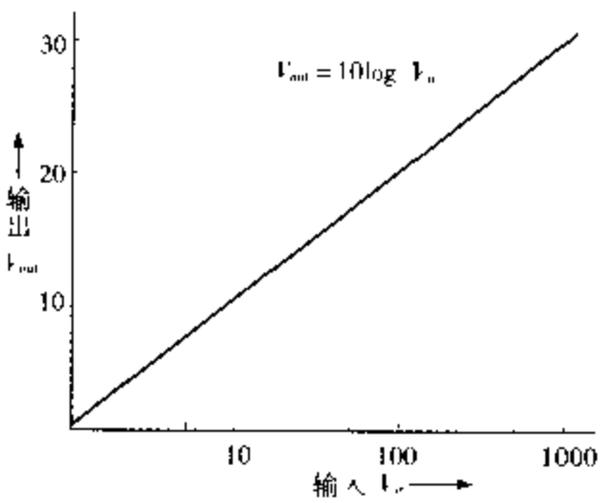


图 4.15 对数放大器的特性

(1) 变换原理

前面已经说过具有非线性特性的元件有二极管和晶体管。对数放大器也可以使用这些元件来实现。**一般采用晶体管**。pn 结型晶体管的转移特性如图 4.16 所示，可用下式描述这一关系：

$$I = I_s(e^{\frac{qv}{kT}} - 1)$$

其中，I_s 是晶体管的饱和电流，q 是电子电荷(1.6×10^{-19}C)，k 是波耳兹曼常数 (1.38×10^{-23}J/K)，T 是结温 (绝对温度 K)。图 4.17 的反馈电路采用的是晶体管。如果忽略运算放大器的输入

偏置电流，则 $I_{in}=I_c$

$$I_{in}=\frac{V_{in}}{R}=I_c\approx I_s\left(e^{\frac{q}{kT}V_{BE}}-1\right)$$

两边除以 I_s，取对数后，可求得 V_{BE}。

$$V_{BE}=\frac{kT}{q}\cdot\ln\frac{I_c}{I_s}=\frac{kT}{q}(\ln I_c-\ln I_s)$$

$$V_{out}=-V_{BE}=-\frac{kT}{q}(\ln\frac{V_{in}}{R}-\ln I_s)$$

注意，**这个公式与温度有关，而且含有误差，不具有实用价值**。要想实用化，特别需要对温度进行补偿。

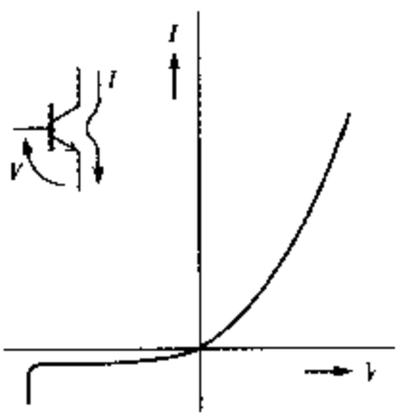


图 4.16　pn 结型晶体管的特性

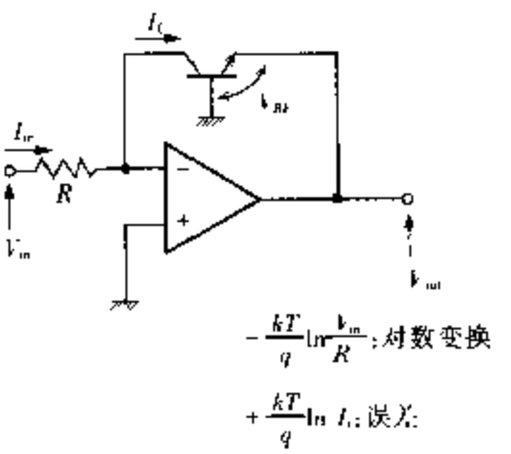


图 4.17　原理图

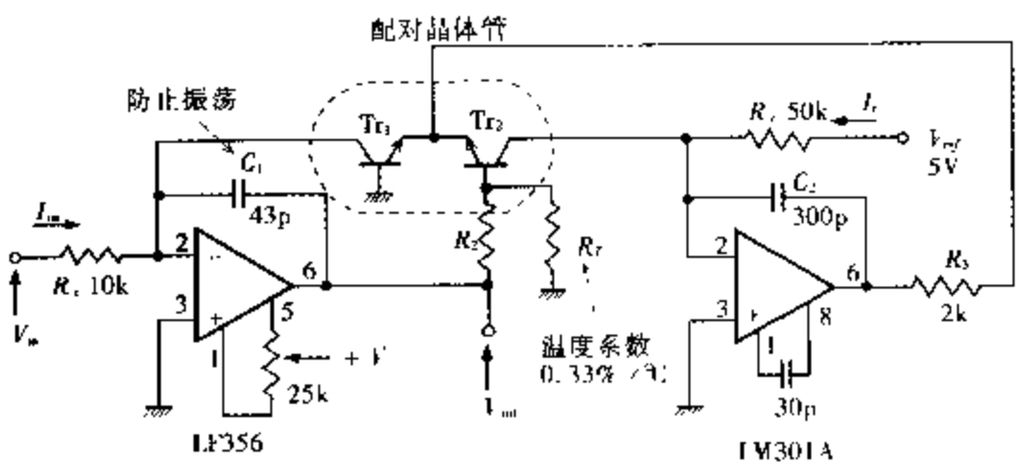


图 4.18　对数放大器（选自 NS 规格表）

(2) 具有实用价值的电路

图 4.18 是一个具有实用价值的电路。让 Tr_1 和 Tr_2 热偶合在一起，保持恒温，这样可以抑制漂移的影响，从而保持稳定工作。

(3) 配对是个好主意(双 Tr)

为了对基准点和 V_{BE} 的上升进行温度补偿，采用配对晶体管 如图 4.19 所示，假设流入 Tr_2 的基准电流为 I_r，流入 Tr_1 的基准电流为 I_{in}，根据输出 $V_{out} = -\frac{R + R_f}{R_f}(V_{BE1} - V_{BE2})$，可得 $V_{out} = -\frac{R_2 + R_f}{R_f}\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{in}}{I_r}$ 可见，V_{out} 与受温度影响而变化很大的参数 I_s 无关。

就这样已经达到实用化了，但对温度的依赖程度还很高很高。元件(R_f)的选择和频率特性等方面还存在很多问题。现在已有能进行各种补偿的单片集成元件，最好使用这种类型产品。

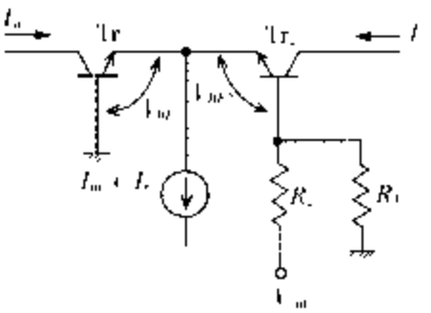


图 4.19 配对晶体管的工作原理

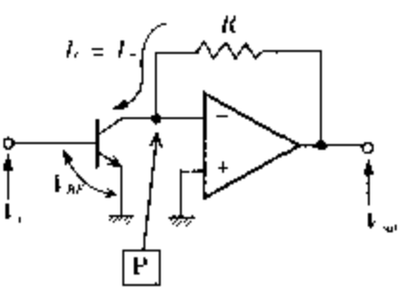


图 4.20 反对数变换电路的原理

4.4.2 反对数放大器

log 的反函数是指数，也叫反对数，将非线性元件移到输入端即可实现，这种电路的原理图如图 4.20 所示。由于 P 点的电位为“零”，所以，

$$V_{in} = V_{BE} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{in}}{I_s}\right) \qquad I_{in} = I_s e^{\frac{q}{kT}\cdot V_{in}}$$

$$V_{out} = -R \cdot I_c = -R \cdot I_{in} = -R \cdot I_s e^{\frac{q}{kT}\cdot V_{in}}$$

输出与输入 V_{in} 的反对数即 $\exp V_{in}$ 成正比。

图 4.21 是一个具有实用价值的电路。这里

$$e = V_{BE1} - V_{BE2}$$

由于使用的是两个配对的晶体管，所以可以假定 $I_{s1}=I_{s2}=I_s$，则

$$e=\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_r}{I_{out}}\right)=\frac{kT}{q}\times 2.303\times\log\left(\frac{I_r}{I_{out}}\right)$$

又因

$$e=\frac{R_T}{R_{in}+R_T}\cdot V_{in}$$

所以

$$\frac{R_T}{R_{in}+R_T}\times\frac{q}{kT}\times\frac{1}{2.303}\times V_{in}=\log\left(\frac{I_r}{I_{out}}\right)$$

这里如果恰当地选择一些常量使得

$$\frac{R_T}{R_{in}+R_T}\times\frac{q}{kT}\times\frac{1}{2.303}=1$$

则

$$V_{in}=\log\left(\frac{I_r}{I_{out}}\right)=\log I_r-\log I_{out}$$

由此可得

$$-V_{in}=\log I_{out}-\log I_r=\log\left(\frac{I_{out}}{I_r}\right)$$

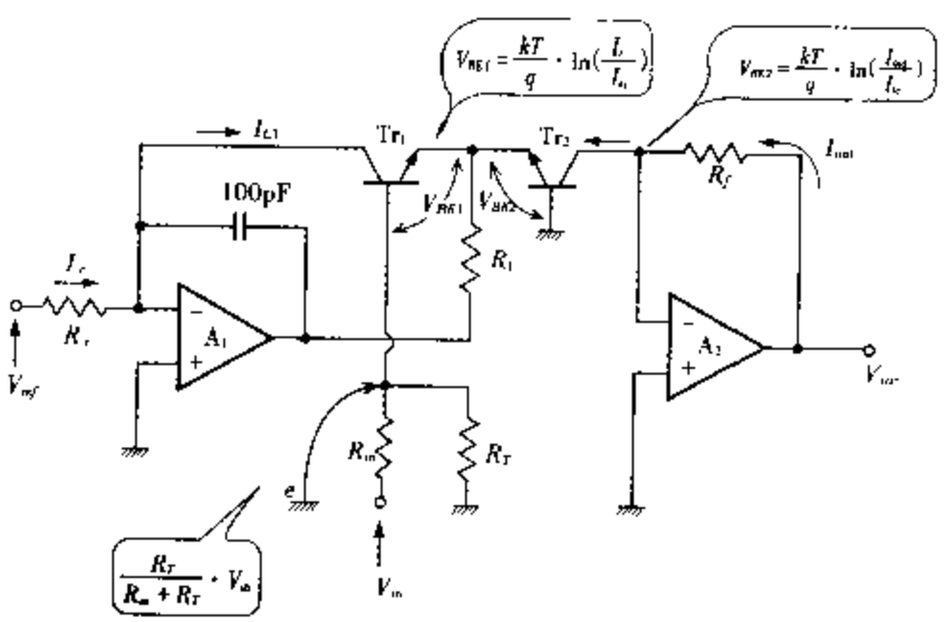


图 4.21　反对数电路

所以 $$10^{-V_{in}} = I_{out} / I_r = \frac{V_{out}}{R_f} \cdot \frac{1}{I_r}$$

这里如果使 $R_f \times I_r = 1$，则可得 $V_{out} = 10^{-V_{in}}$。

4.4.3 用 途

对数放大器和反对数放大器主要用于模拟信号的**函数发生器**和**乘法、除法、乘幂、平方根**等运算，也用于信号的**压缩、伸长**和**线性化**等。

4.5 折线近似电路

4.5.1　稍有弯曲(折线电路)

运算放大器电路的输出与输入是按一次函数（比例）的变化关系来进行的。如果需要其他函数的变化关系，则可按照如图4.22所示的折线去近似。具有这种特性的电路称为**折线电路**。

在用磁带录音时，需要增强小信号，在播放时，进行相反的处理(图4.23)。这里面就使用了折线近似的想法。还有像热电偶之类的传感器，输出与检测量不是直线关系，为了得到直线输出，一般也使用折线近似的方法进行修正(**线性化电路**)

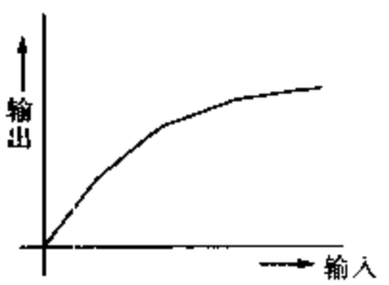


图4.22　折线电路的特性

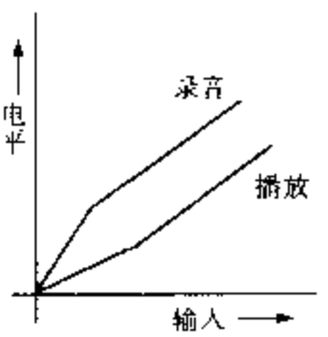


图4.23　录音播放特性

4.5.2　折线电路的基本原理

使用**二极管**和**运算放大器**就可以非常简单地实现折线电路。这种电路可分为**振幅压缩**、**振幅伸长**和**限幅**等三种电路。

(1)　控制伸出去的头部(压缩电路)

图4.24是最简单的1级压缩电路的原理图。它是如何工作的?

在$0 < V_{in} < V_1$的区间内，二极管D处于截止状态，这时它仅仅是一个反相线性放大器，其特性如图4.25中的OA线段所示，输入电压超过V_1时，二极管D处于导通状态，**反馈电阻**由R_1和R_2并联而成，其特性如AB线段所示，增益下降。

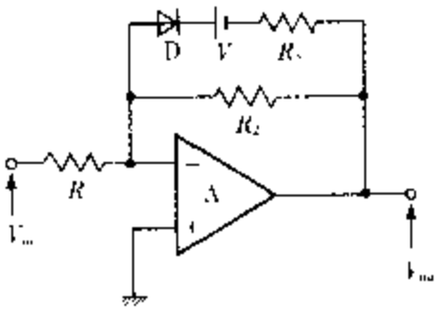


图 4.24 1 级压缩电路

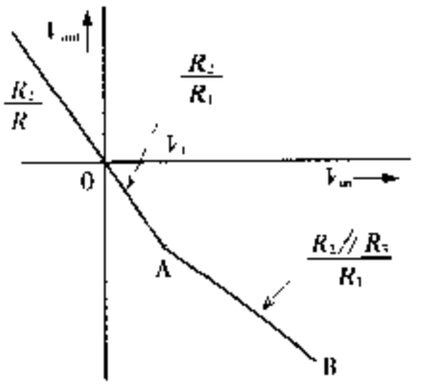
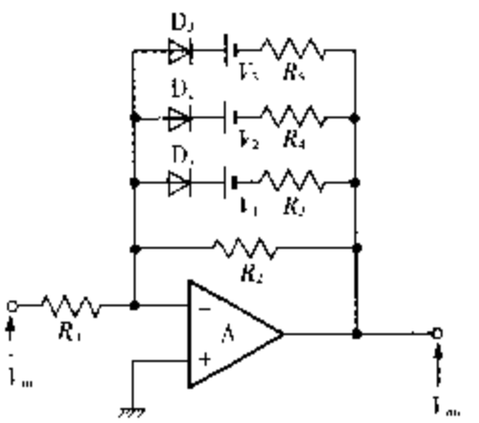


图 4.25 1 级压缩电路的特性

当 V_{in} 为"负"时，二极管 D 仍处于截止状态，这个电路依旧是一个**反相线性放大器**。

所以，综合特性如图 4.25 所示。如果将这个 1 级电路重复连



当 $V_{in} > V_2 > V_1$ 时，D 的正向电压可以忽略

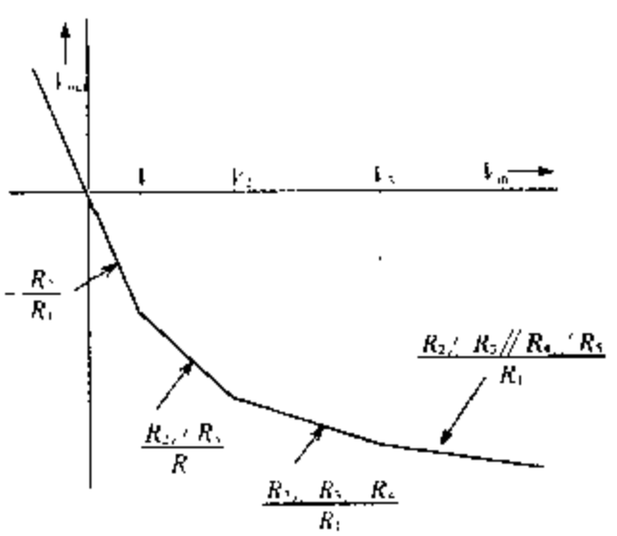


图 4.26 3 级压缩电路的特性

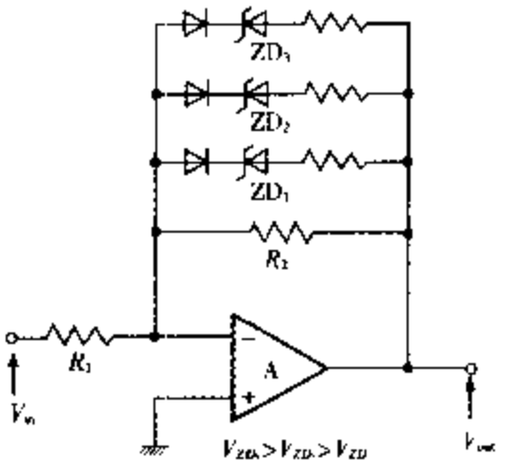


图 4.27　采用 ZD 的电路

接三、四次，可以得到精细的压缩特性，图 4.26 表示了一个 3 级压缩电路的原理图和特性。

具有实用价值的电路　在运算放大器中加接电池是一件非常麻烦的事。如果采用如图 4.27 所示的**齐纳二极管**（稳压二极管），就比较方便。

但是，即使采用 ZD(齐纳二极管)，也不一定就能得到所需的电压，而且 **ZD 噪声大**。所以，**如果能用电阻产生的压降代替 ZD，那就非常方便**。图 4.28 为一些替换电路。图 4.29 为采用替换电路的折线电路。

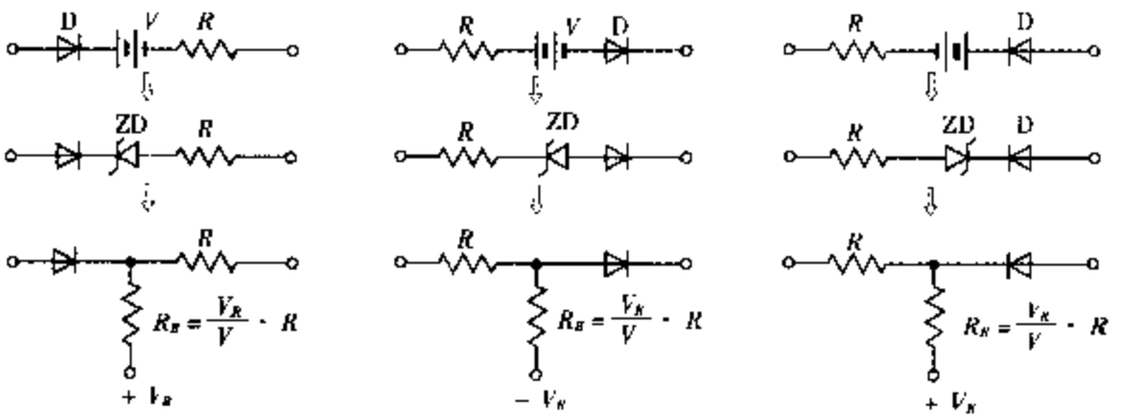


图 4.28　替换电池的压降

(2)　大的更大(伸长电路)

图 4.30 是一个 1 级伸长电路的原理图。输入电压比电池电压 V 小时，二极管 D 处于截止状态，由 R_1、R_2 组成反相放大器。

输入 V_{in} 达到 V 以上时，二极管 D 处于导通状态，反馈电阻由 R_1 和 R_3 并联连接而成，增益上升。如电池用 ZD(齐纳二极管)替代，并进行多级连接，则可以实现多点伸长近似电路。

具有实用价值的电路　图 4.31 是一个去掉电池后的 2 级电路。由于在输入端连接的元件太多，容易形成噪声，所以采用如图

4.32 所示的 **T 型负反馈电路**会更好一些。

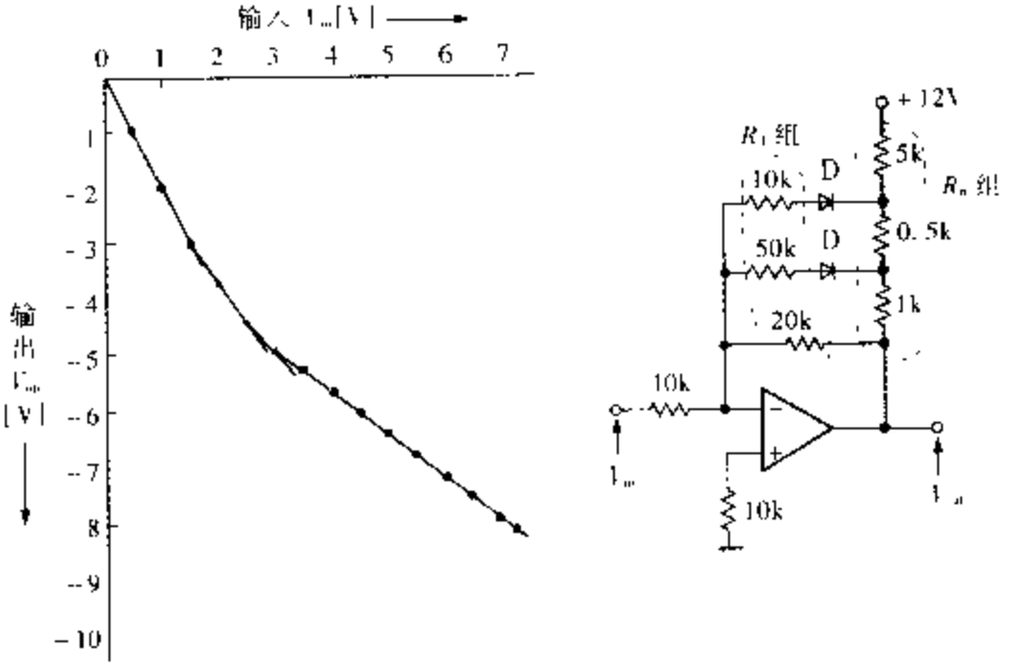


图 4.29 压缩电路及其特性

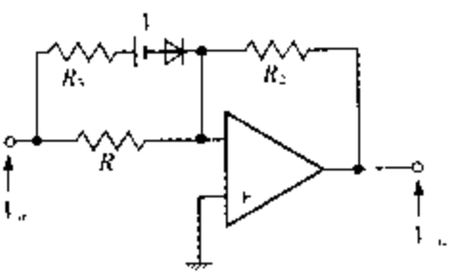


图 4.30 伸长电路及其特性

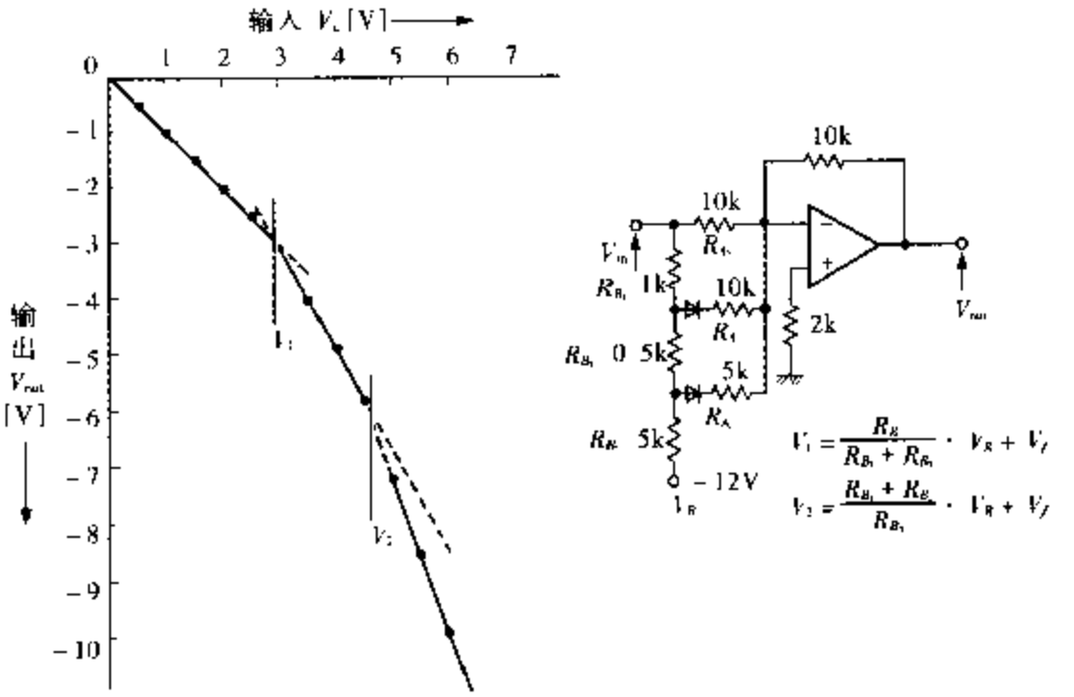


图 4.31　伸长电路及其特性

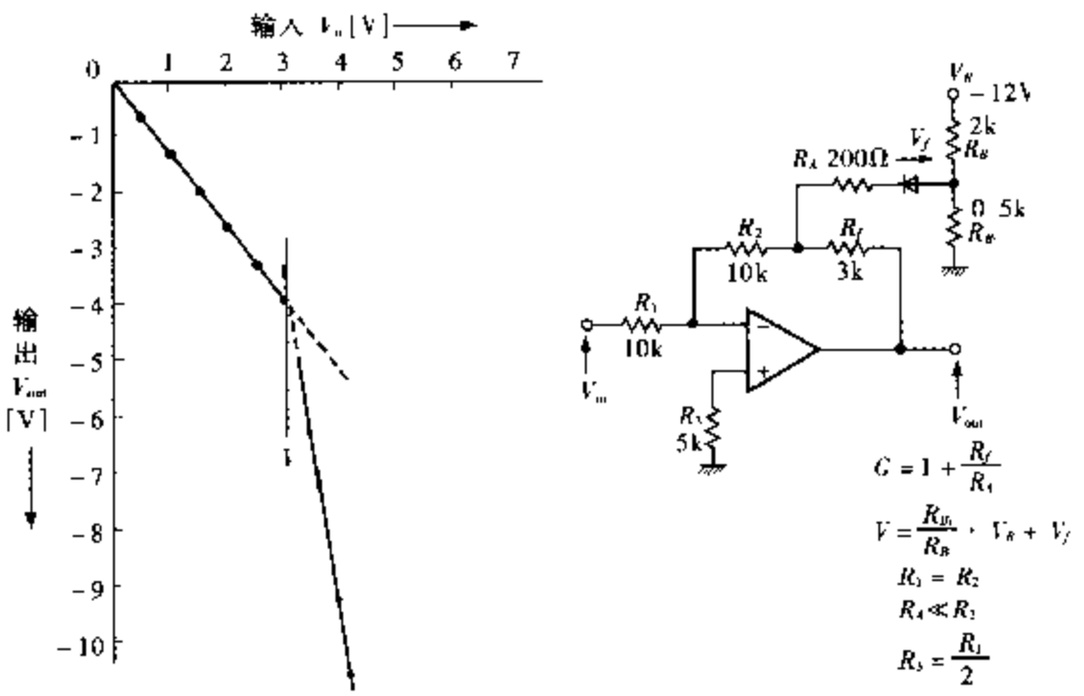


图 4.32　采用 T 型负反馈的伸长电路和特性

4.6 限幅电路

4.6.1 去掉过大信号的顶部(限幅器的定义)

限幅器就是限制输出信号大小的电路。有各种各样这种功能的电路。这里可以把它看成是已经接触过的折线电路的变形(限幅器电路的变形能成折线电路吗?)。其特性如图 4.33 所示。要让采样保持电路和积分器稳定可靠地工作,不出现饱和,尤其需要这种类型的电路。特别是在运算放大器出现**锁定**时,输入即使为零,输出仍处于饱和状态,不关电源不能恢复原来的状态。

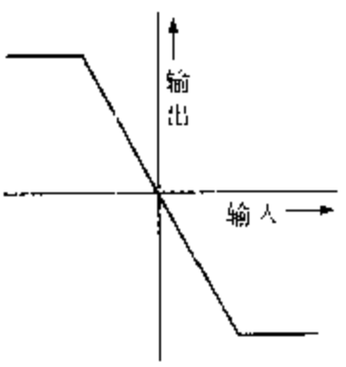


图 4.33 限幅器的特性

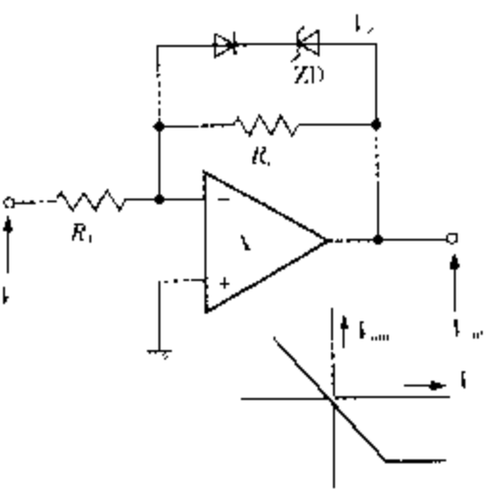


图 4.34 对 + V_{in} 输入进行限幅的限幅器

4.6.2 工作原理

工作原理同折线电路一节中所说的一样,如图 4.34 所示,**在反馈线路中接入齐纳二极管和二极管**

当输入电压 V_{in} 达到 ZD 的电压 V_z 以上时,ZD 导通,阻抗变小,输出电压变成一常数。图 4.35 为一双向限幅电路。如果把它变成低偏置电流电路,会有二极管漏电流等问题存在。为减少漏电流,可用漏电流较小的场效应管取代二极管,如图 4.36 所示

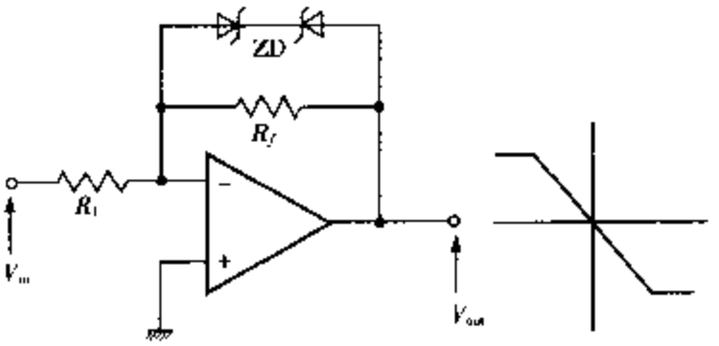


图 4.35 对 ± V_{in} 进行限幅的限幅器

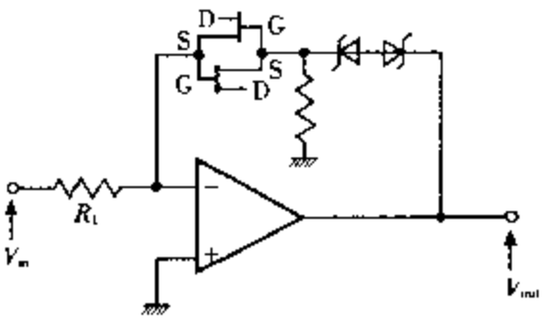


图 4.36 采用场效应管的电路

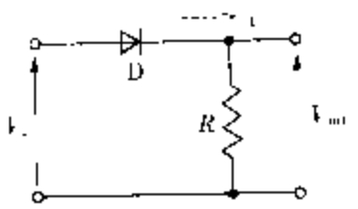
本章小结

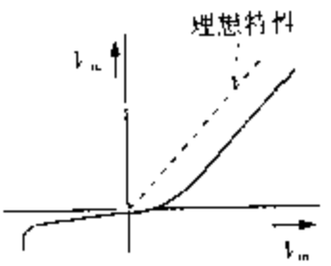
(1) 一般地，运算放大器输出与输入成正比(1次函数)。但是，有时也需要非1次比例函数的电路，这种类型的电路叫**非线性电路**。

(2) 模拟运算电路(运算放大器电路)大致上可分为：

- 线性运算电路(加法、减法、…)
- 非线性运算电路(乘法、除法、开方运算…)
- 对时间运算(微分、积分…)
- 其他(比较、存储…)

(3) 二极管有死区(不灵敏区)。





用运算放大器可以制作理想的二极管。

(4) 二极管、晶体管都是非线性元件，受温度影响很大。因此，对数放大器和反对数放大器应该使用专用集成电路(乘法、除法、开方、平方等也一样)。

(5) 齐纳二极管是噪声的产生源，要认真考虑元件的性能和使用场合(特别是运算放大器的开环增益很大时)。

V

运算放大器的各种使用方法

到现在为止已经对线性电路和非线性电路中一些具有代表性的运算放大器的使用方法进行了说明。但是，除此以外还有很多地方使用运算放大器。现在信息数字化处理正在不断发展，在数字电路内使用运算放大器的情况也很多。本章所举的使用方法不一定被频繁采用，但了解一点用起来会更方便一些。基于这一想法，我们来探讨有源滤波电路、振荡电路、D/A、A/D 变换电路、电平比较电路、*V-f* 变换电路等代表性不强的线性电路或非线性电路。有很多已被做成专用集成电路，比用运算放大器组装要方便得多。

5.1 用做有源滤波电路

5.1.1　左右筛选(滤波器的基本原理)

筛选沙砾用筛子，煮咖啡用咖啡过滤器。这些都是为了进行大小筛选。电子线路也有和这相类似的东西，那就是滤波器。它是根据频率对信号进行筛选，基本上有四种类型。

(1)　低通滤波器(LPF)

这种电路对输入进来的各种频率信号，根据截止频率让低频信号通过。所谓**截止频率**如图 5.1 所示，是指比通常的输出幅度低 3dB 地方的频率。截止特性的好坏是用一个倍频程所产生的衰减量来表示的。倍频程是指频率按 2 倍比例变化。

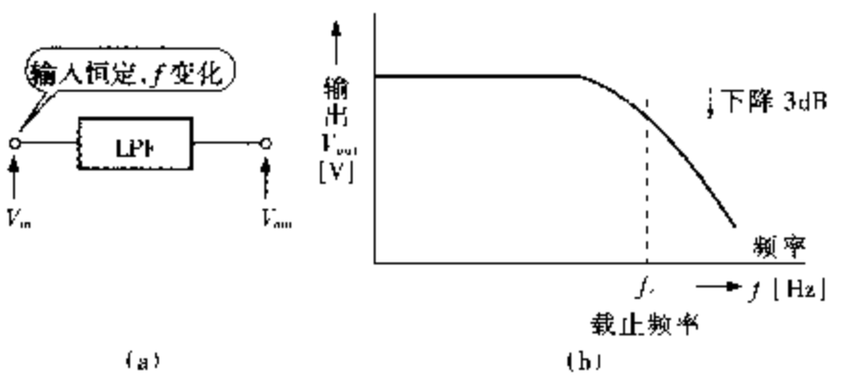


图 5.1　低通滤波器(LPF)特性

(2)　高通滤波器(HPF)

和低通滤波器相反，根据截止频率让高频信号通过。截止频率及其特性的表示方法和低通滤波器一样(图 5.2)

(3)　带通滤波器(BPF)

这种类型的滤波器只让某一频率区间的信号通过。在输出信号的上升沿和下降沿中有两点比峰值低 3dB，这两点之间的频率差叫带宽(图 5.3)。

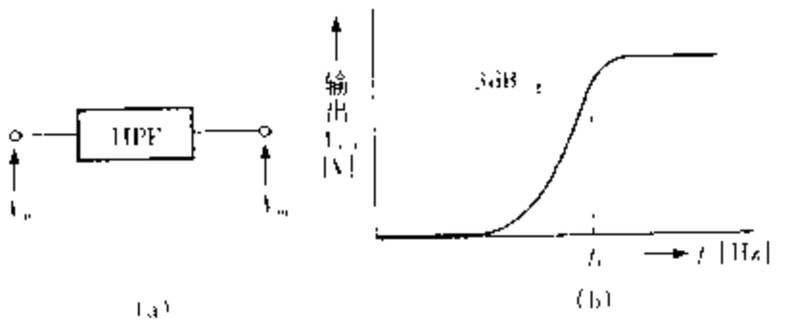


图 5.2 高通滤波器(HPF)特性

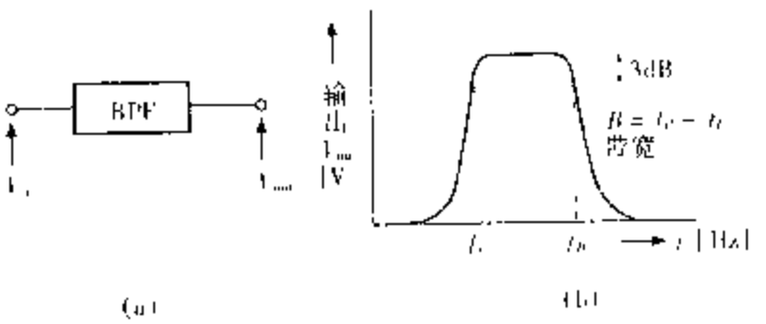


图 5.3 带通滤波器(BPF)特性

(4) 带阻滤波器(BEF)

和带通滤波器相反，这种类型的滤波器不让某一频率区间的信号通过。带宽用输出信号下降 3dB 的两点间的频率差表示，俗称凹形滤波器(图 5.4)

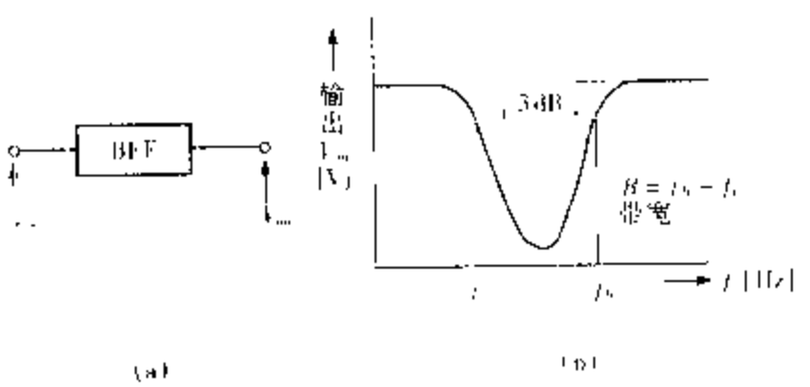


图 5.4 带阻滤波器(BEF)特性

5.1.2 有源滤波器

上面已根据特性把滤波器分成了四类，那么它们由哪些元器件构成的呢？一般是由 L 和 C 构成的 LC 滤波器的特性非常好，但是，线圈设计很麻烦，在低频(可听频率)以下时，随着 Q 的下降，线圈会变得很大。于是，就想到了用 R 取代 L，制作 RC 无源

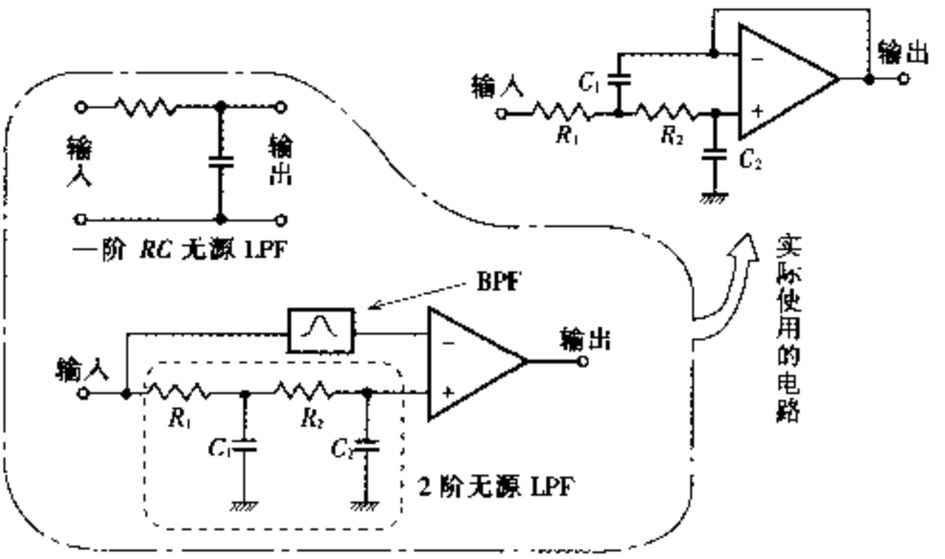


图 5.5　有源低通滤波器的构成

滤波器。R 与 L 不同，要消耗能量，不能得到好的选择特性。另外，RC 无源滤波器 Q 不能达到 0.5 以上，结果是设计上容易，特性差。如果用**有源元件**来补充由 R 所引起的消耗量，就可以使特性得到改善，选择性达到实用程度。按这种方法实现的滤波器就是有源滤波器。近年随着运算放大器的迅速普及，运算放大器用作有源元件的场合在日益增加。但是，由于增益**带宽积**、**转换速率**等原因，只适合在几千赫以下使用，上限定在 100kHz 左右。这种类型的有源滤波器的特点是不使用线圈，设计方便，体积可以做得很小。运算放大器与 LC 不同，它的高输入阻抗、低输出阻抗的特点使阻抗匹配很容易，还能产生增益，理论上可以使 Q 达到无限大。缺点是不能处理大功率，也不能在高频（MHz 以上）区间使用，需要给运算放大器加接电源，形成不平衡电路等。由于这种类型的滤波器适合低频，所以在带通滤波器、带阻滤波器中使用比在低通滤波器、高通滤波器中使用更能发挥其特性。

（1）　有源低通滤波器

有源低通滤波器是以一阶 RC 无源低通滤波器为基础经多级连接而成。但是，仅用此方法不能得到陡峭的截止特性。比较简单且能够改善特性的方法是采用能提高 Q 值的带通滤波器或带阻滤波器电路。图 5.5 就是这种类型的电路。在实际使用的电路中，

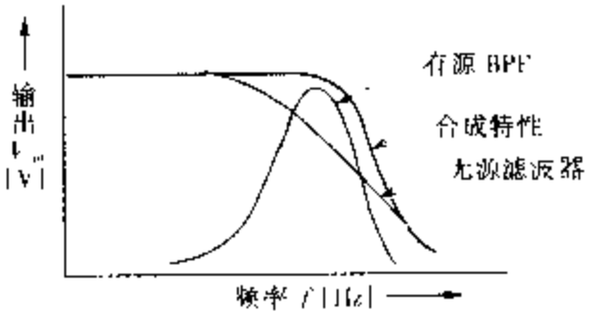


图 5.6 有源低通滤波器的特性

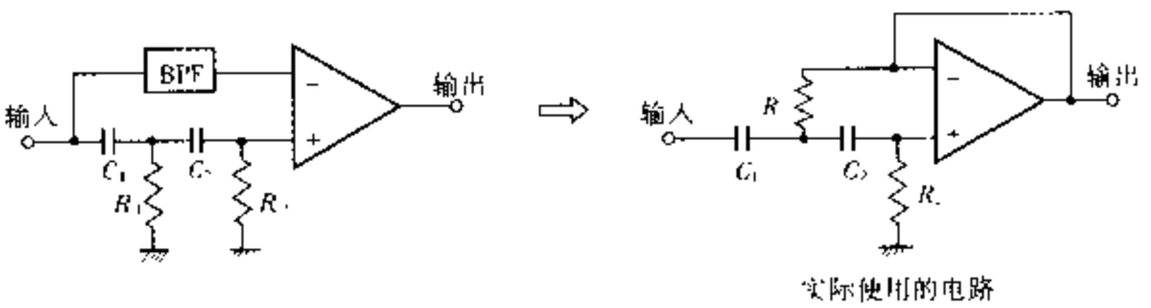


图 5.7 有源高通滤波器的构成

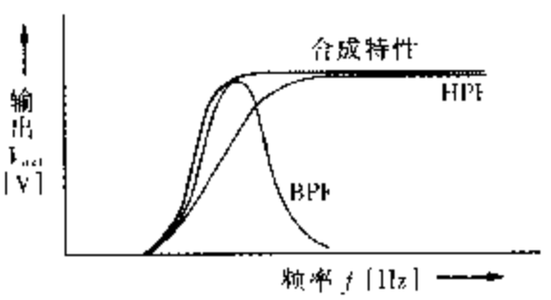


图 5.8 有源高通滤波器的构成

LPF 和 BPF 共享 RC，使得电路变得很简单。图 5.6 为它的特性。

(2) 有源高通滤波器

有源高通滤波器和有源低通滤波器一样，也是以一阶 RC 无源高通滤波器为基础经多级连接而成。这种类型的电路仍然需要采用带通滤波器或带阻滤波器电路，才能改进其特性。这种类型的电路和特性如图 5.7 和图 5.8 所示。

(3) 有源带通滤波器

有源带通滤波器电路如图 5.9 所示，其特性如图 5.10 所示。

BPF 电路的组成方式很多，有图 5.9 所示的**将 LPF 和 HPF 级连在一起**的方式，有**将无源 BPF 接入正反馈电路**的方式，有**将无源 BEF 接入负反馈电路**的方式，也有**采用仿真电感器**（回转器）的方

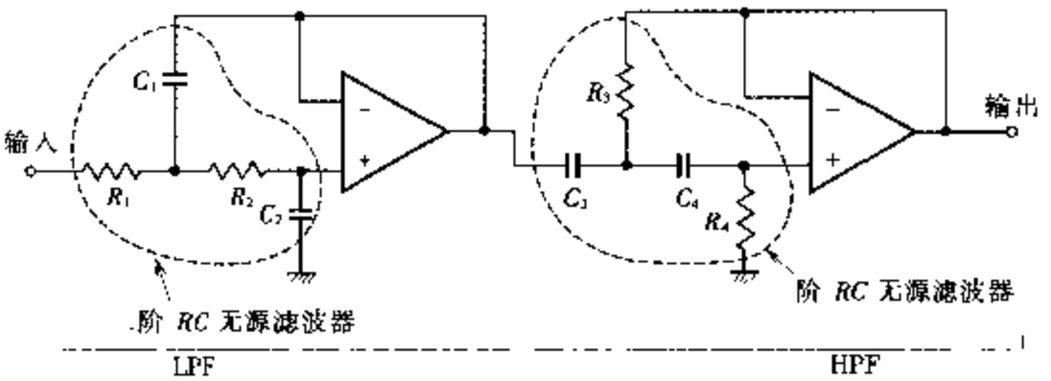


图 5.9　有源带通滤波器（LPF 和 HPF 的结合）

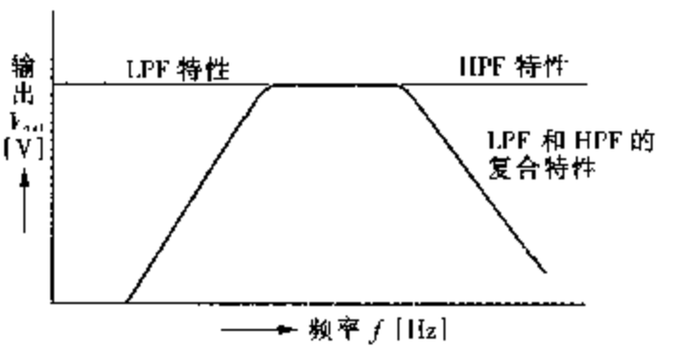


图 5.10　有源带通滤波器特性

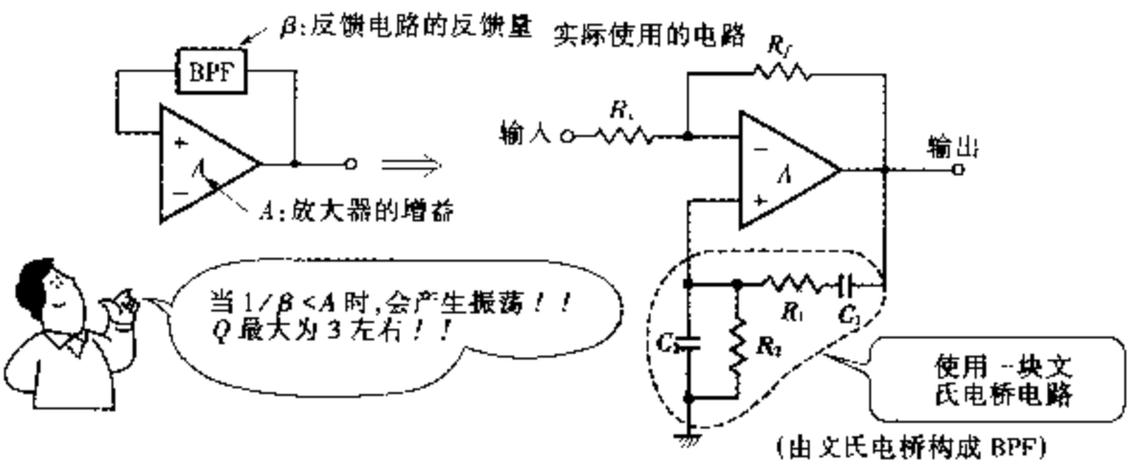


图 5.11　正反馈电路方式 BPF 的构成

式等

正反馈方式(图 5.11)不能使 Q 达到很高，原因是，当 $1/\beta < A$ 时，会产生振荡。由于还有其他方式，不使用这种方式也无可非议。

负反馈方式只要注意反馈电路的相位差，就不会产生振荡 Q 可以设置得很高。图 5.12 表示了负反馈电路方式的并有多重反馈的 BPF 的构成

仿真电感器方式采用仿真电感器和电容器，让 L 和 C 产生并联谐振，这种方式最稳定，可以把 Q 设置得很高。这种电路的

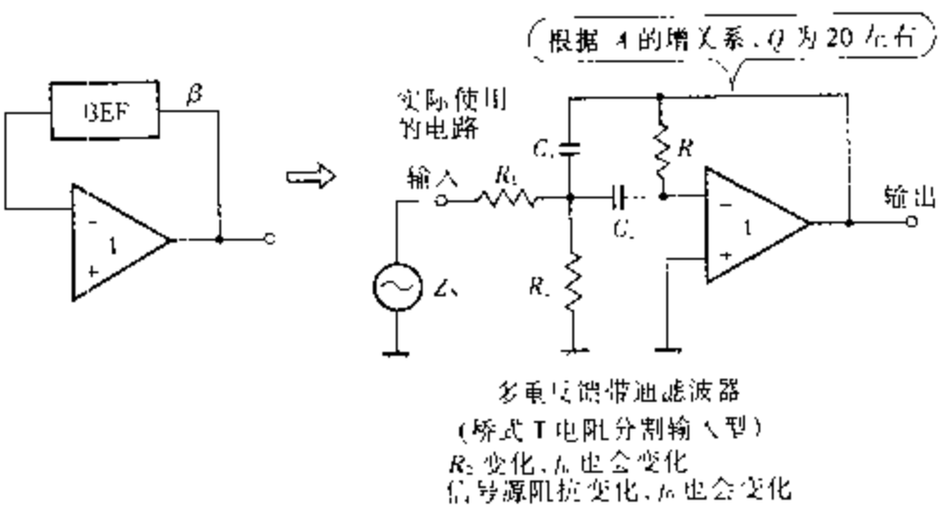


图 5.12 负反馈电路方式 BPF 的构成

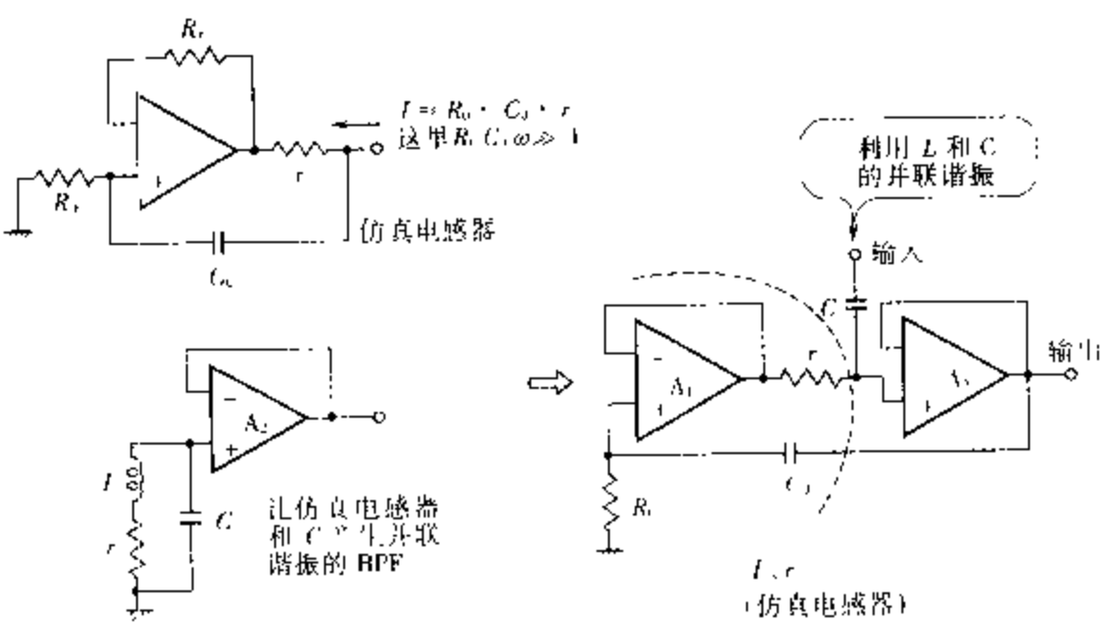
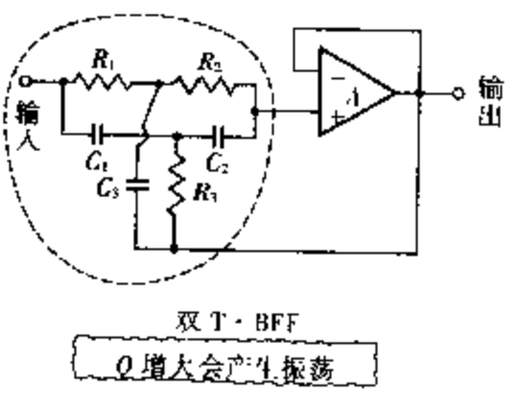


图 5.13 由仿真电感器构成的 BPF

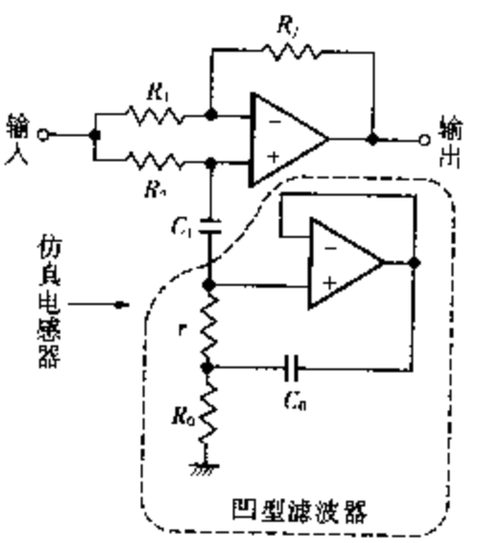
构成如图 5.13 所示。

(4)　有源带阻滤波器

这种类型的滤波器与 BPF 不同，不是把 LPF 和 HPF 级联在一起，而是**将无源 BEF 用作自举扩展型电路，通过正反馈来获得所需的特性**，如图 5.14(a) 所示。另一种组成 BEF 的方法是采用仿真电感器，让仿真电感与电容 C_1 产生串联谐振，如图 5.14(b) 所示。



(a) 在正反馈电路中采用双 T 网络



(b) 采用仿真电感器的方式

图 5.14　有源 BEF 的电路构成

5.2 用做振荡电路

5.2.1 振荡的基本原理

正弦波的振荡（简谐振荡）和方波的振荡（张弛振荡）**基本上都是以正反馈方式**为主。这种方式通过反馈电路将放大器的输出与输入间的相位差变成零，然后反馈给输入。图 5.15 就是按这种方式构成的电路。根据反馈电路构成元件的不同，可区分为 ***LC* 振荡电路**和 ***RC* 振荡电路**。另外，也可以根据反馈电路的构成，将振荡电路分为考毕兹（Colpitts）、哈特莱（Hartley）、*RC* 振荡电路等。振荡频率由反馈电路的频率选择特性决定。放大器的增益达不到反馈电路的损失以上时，不会产生振荡。也就是说，只有在反馈信号与输入信号的相位差为零且 $A \cdot \beta > 1$ 时，这个时候的频率才会发生振荡。此外，还有采用**负电阻**产生振荡的方法。如采用程控单结晶体管、单结晶体管、隧道二极管等元件的就属于这类方法。

(1) *LC* 振荡电路

如图 5.16 所示，*LC* 振荡电路是一种在反馈电路中采用 *L* 和 *C*，利用谐振来产生振荡的电路（*LC* 电路也称谐振电路（槽路））。放大器即使有失真，只要谐振电路的 *Q* 值取得大，也可以得到失真较小的正弦波。振荡频率由 $1/2\pi\sqrt{LC}$ 决定。所以，即使让 *C* 在

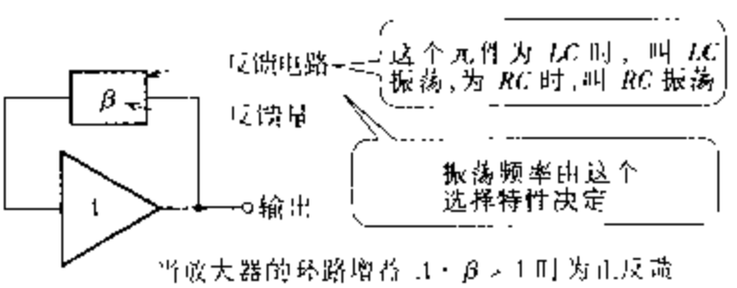


图 5.15 振荡电路的构成

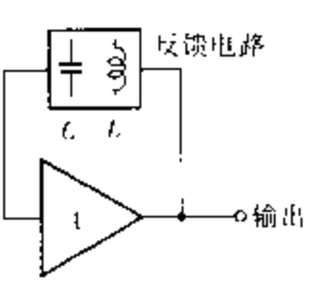


图 5.16 *LC* 振荡电路的基本构成

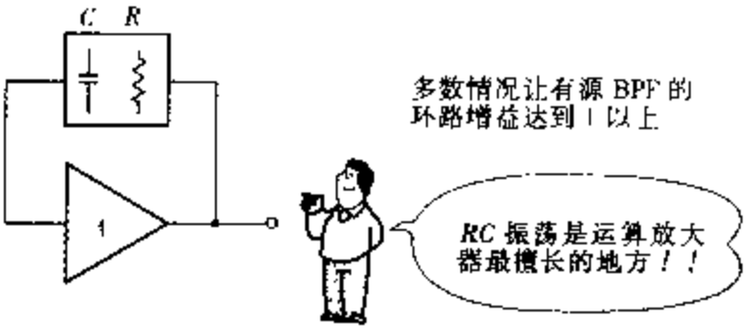


图 5.17　*RC* 振荡的基本构成

1～1/10 左右的范围内变化，振荡频率也只能达到 3 倍左右。随着 L 的取值大，Q 会下降，因而不宜在几十千赫以内使用。

(2)　*RC* 振荡频率

如图 5.17 所示，*RC* 振荡电路是一种在反馈电路中采用 C 和 R，使电路的反馈信号与输入信号同相，然后反馈给输入的电路。*RC* 与 *LC* 相比，可以做得很小，所以可以在振荡频率很低的范围内使用。振荡频率为 $\frac{1}{2\pi CR}$，让 R 或者 C 在 1～1/10 左右的范

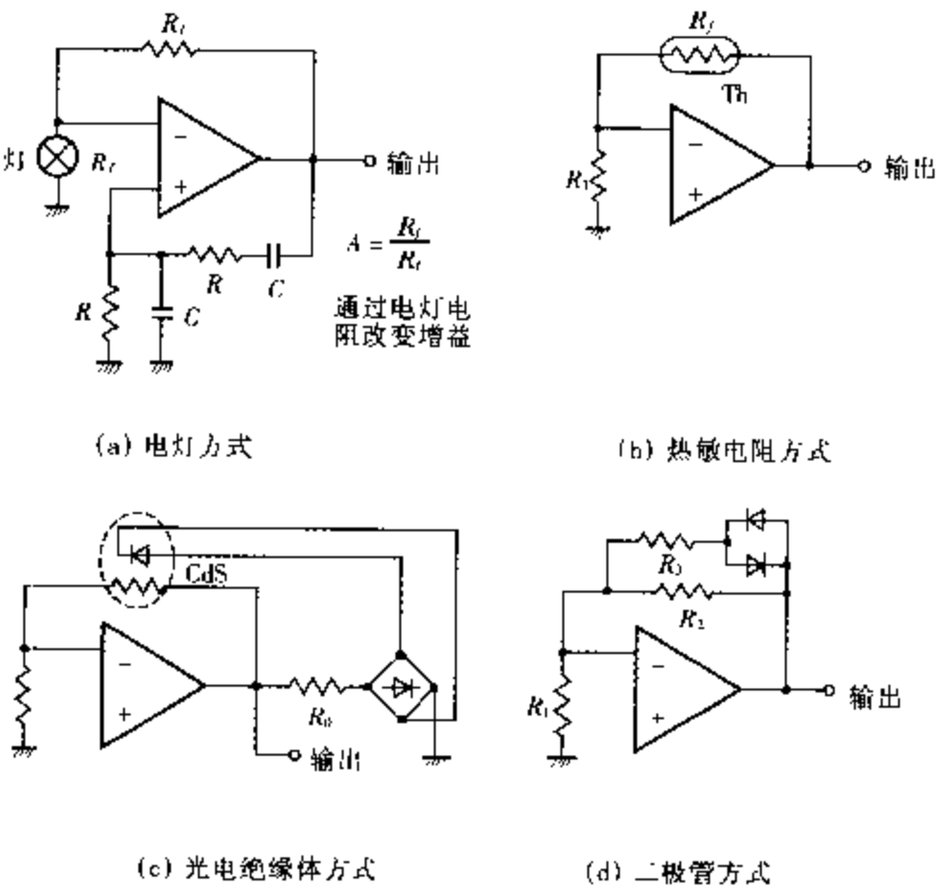


图 5.18　振幅的稳定(文氏电桥振荡器)

围内变化，振荡频率可以达到 10 倍左右的变化。由此可见，在频率需要连续变化时，采用这种方法很方便。

5.2.2 平衡得到的是正弦波(由 *RC* 构成的简谐振荡电路)

简谐振荡就是按固定的角频率作单一振动。*RC* 振荡电路大致上可分为**移相振荡电路**、**有源 BPF 振荡电路**、由回转器(仿真电感器)组成的振荡电路等。由于有源 BPF 电路是通过提高增益来产生振荡，所以多数是采用这种方式。**要想产生正弦波振荡，需要有稳定的振幅**。解决这一问题的方法之一是采用**增益变化法**，即当振荡器的输出变大时，降低运算放大器的增益，使用的元件有钨灯、热敏电阻、光电绝缘体等。还有一种方法是用限幅器使振荡器的振幅恒定不变(**限幅器法**)，使用的元件有二极管、晶体管等。但是，由于后一种方法失真大，所以必须采用 Q 值大的电路。在图 5.18 中，用有源 BPF 电路中具有代表性的文氏电桥振荡器来说明对振幅进行稳定的几种方法。如图(a)所示，当振幅变大时，电灯的电阻增加，增益下降。如图(b)所示，根据热敏电阻的特性可知，当振幅变大时，反馈电阻 R_f 值下降，增益也随之下降。图(c)中采用的是光电绝缘体(CdS)。图(d)所示为限幅器法。

5.2.3 松弛得到的是方波(由 *RC* 构成的张弛振荡电路)

张弛振荡的基本原理是不断地在输出端交替出现高电压和

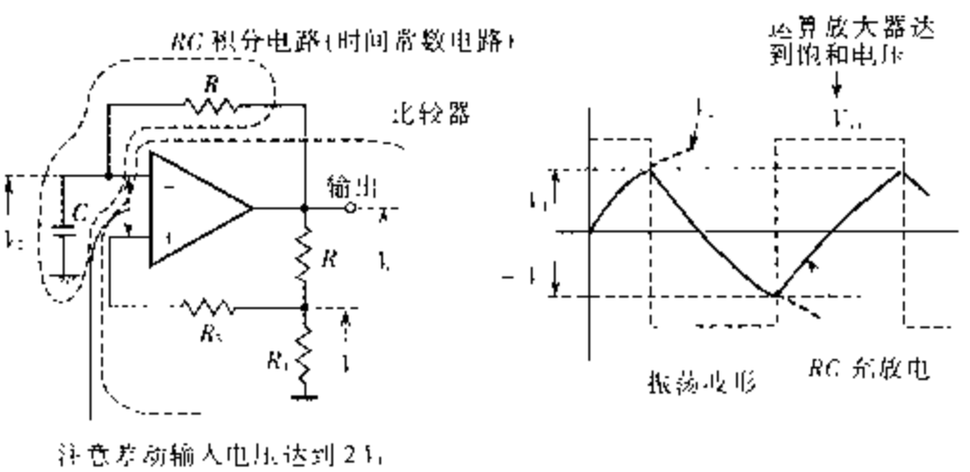


图 5.19 由无稳态多谐振荡器产生的振荡

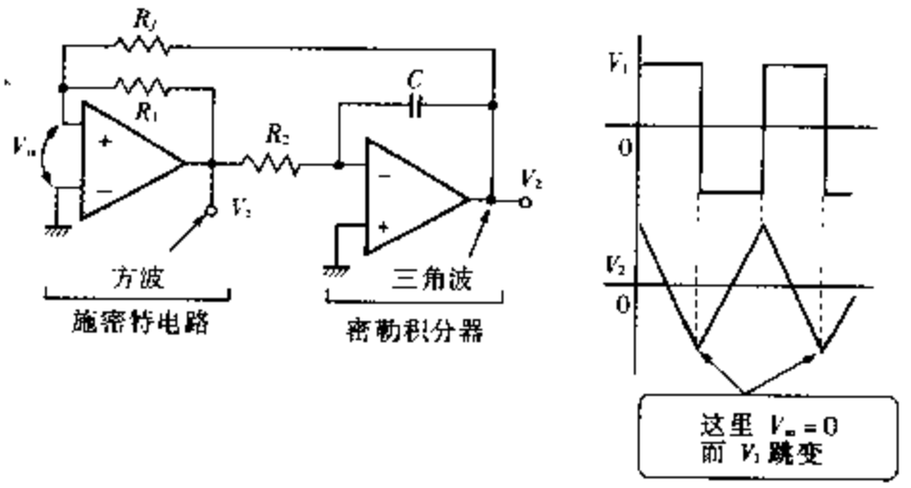


图 5.20　函数发生器

低电压(1 和 0)的状态。用这种方法可得到方波、三角波和锯齿波等。决定振荡频率的电路是**时间常数电路**,由 RC 构成。主要使用的电路有无稳态多谐振荡器和函数发生器。

(1)　无稳态多谐振荡器

电路很简单,但只能产生方波。原理是使用施密特电路(电平比较器)和由 RC 组成的积分电路。由运算放大器构成的这种电路如图 5.19 所示。首先假定 V_{out} 为"+",C 通过 R 充电,当 V_2 达到 $|V_2|>|V_1|$ 时,V_{out} 翻转变成"−"。然后,C 通过 R 放电,进而在"−"极充电。当 V_2 达到 $|-V_2|>|-V_1|$ 时,V_{out} 再次翻转。这一过程反复进行,振荡频率约为 $\dfrac{1}{2\pi CR}$ Hz。最高振荡频率会受转换速率的影响。

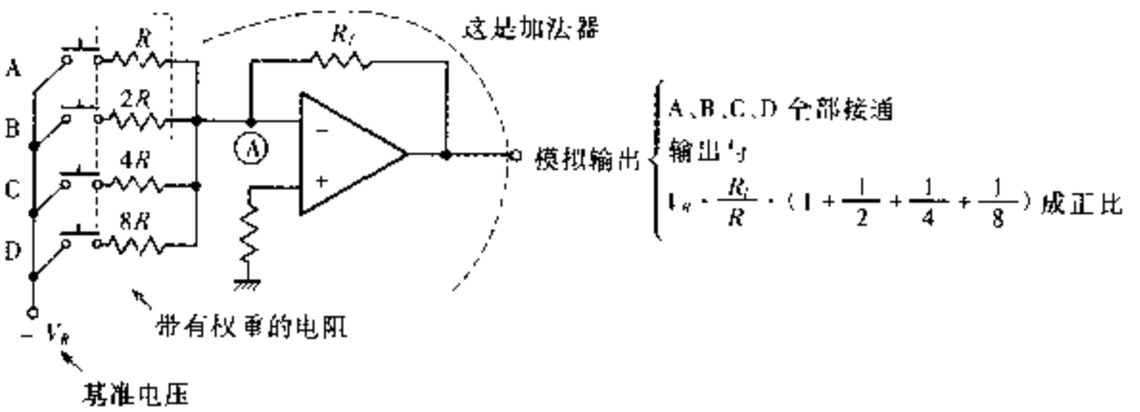
(2)　函数发生器

这种振荡电路使用两个运算放大器,由密勒(Miller)积分电路和施密特电路组成。施密特电路产生方波,积分电路产生三角波。这种振荡器的基本电路和波形如图 5.20 所示。

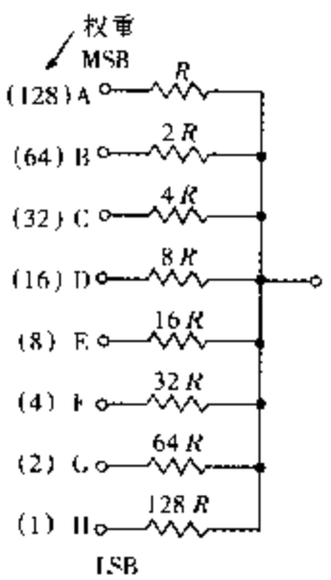
5.3 用做 D/A(A/D)变换电路

5.3.1 电信号的连接器(D/A 和 A/D 变换器的定义)

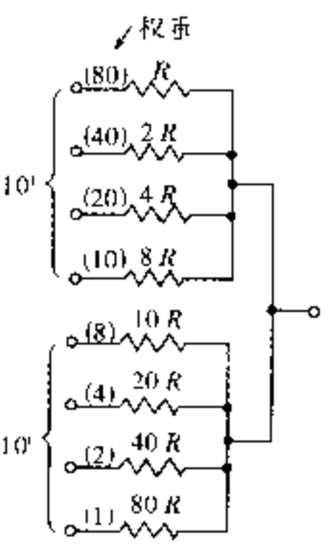
D/A 变换器是一种以数字量作为输入,以与某一权重成正比的模拟量作为输出的变换器。A/D 变换器是一种以模拟量作为输入,以与模拟量相对应的数字量作为输出的变换器。也就是说,



(a) 4 位二进制 D/A 变换电路



(b) 8 位二进制编码输入方式



(c) BCD 编码输入方式

图 5.21 二进制加权网络方式的 D/A 变换

可以用它们进行模拟量和数字量之间的相互转换。D/A 变换器可以作为 A/D 变换器的一部分使用。一般地，如果需要考虑精度、成本、方便性等问题，用专用大规模集成电路要比用运算放大器组装得好。

5.3.2　D/A 变换器的原理

比较有代表性的构成方法是使用加法器。由于数字量含有权重，如果将权重施加到加法电压中去，电路会变得很复杂，而且，也不适合与数字电路的连接，所以，采用将加法电压固定，通过电阻电路网络来获得权重。根据所采用的电阻电路网络的不同，可分为二进制加权网络方式和梯形电路网络方式。

(1)　二进制加权方式

图 5.21(a)是一个 4 比特(bit)的变换电路，当 A 至 D 的开关接通时，流入加权电阻电路的电流总和会汇集到Ⓐ点。这个电流经过运算放大器的电流－电压变换后，在输出端形成模拟信号。无论是二进制编码方式，还是 BCD 编码方式，都要使用多种阻值电阻，很难得到高精度的电路。要得到实用的精度，必须使用误差在正负百分之零点几（$\frac{1}{2^{n+1}}$ 如果为 8 比特，则 $n=8$）左右的电阻。

(2)　梯形电路网络方式

图 5.22 为按照梯形电路网络方式组成的一个 4 比特变换电路。仅使用二种阻值电阻，非常简单。但是，如果为 8 比特，则电阻的精度需在 0.3%(1/256)以上。如果想增加比特数，二进制编码

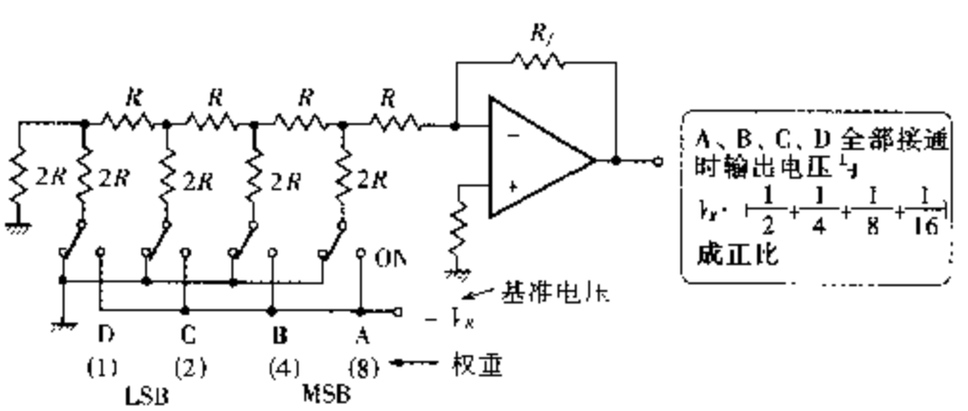


图 5.22　4 比特二进制梯形网络变换电路

输入方式可采用增加梯形电路的方法来扩展，而 BCD 编码方式则变得很复杂。电阻阵列可使用片装薄膜电阻。

5.3.3 A/D 变换器的原理

将模拟量转换成数字量的方法也有几种。现在正在使用的 MOS A/D 变换大规模集成电路可分为 D/A 变换器方式和由运算放大器组成的积分器方式。在 D/A 变换器方式中，**逐次比较型**占多数。在积分器方式中，**双积分型**占多数。逐次比较型变换速度快，精度也很好，但有连噪声成分也被变换的缺点。双积分型对噪声非常稳定，但有速度慢的缺点，主要用于变换速度要求不高而对噪声的限制却很严格的工业仪器测量中。

(1) 逐次比较型 A/D 变换器

这种电路的基本原理如图 5.23 所示。计数器是一 D 形触发器，每一时钟脉冲进行一次减 1 操作。首先将计数器复位，等模拟信号（V_{in}）输入后，通过电平比较器将计数器的最高有效位 MSB 置“1”，然后 D/A 变换器将它变换成模拟量（V_{out}），接着比较器对 V_{in} 和 V_{out} 进行比较。若 $V_{in} > V_{out}$，则 MSB 维持“1”不变，下一位变成“1”，继续进行 V_{in} 和 V_{out} 的比较。若 $V_{in} < V_{out}$，则 MSB 将这一位置成“0”，下一位变成“1”，继续进行 V_{in} 和 V_{out} 的比较，一直进行到最低有效位 LSB 位为止。这时，通过输出寄存器输出各位，得到的就是所需的数字量。工作原理如图 5.24 所示。这种方法的变换

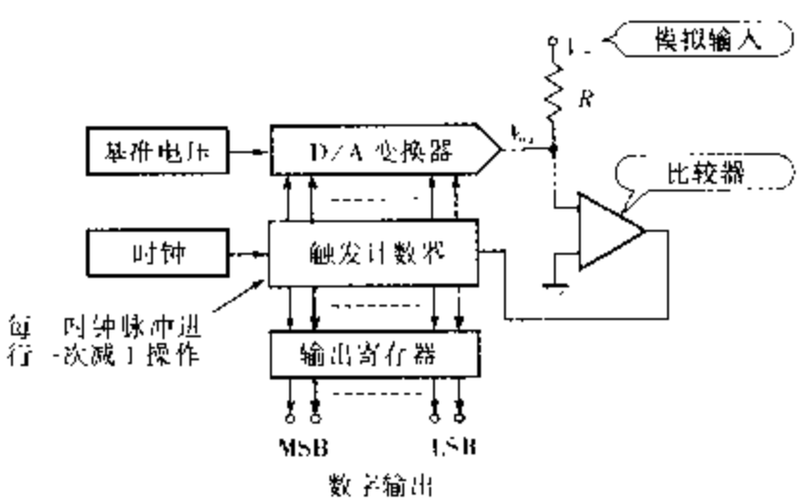


图 5.23 逐次比较型 A/D 变换器的原理

速度等于（比特数 + 1）和 1 时钟脉冲时间之积，所以能进行高速变换。性能取决于 D/A 变换器和比较器的精度。

（2） 双积分型 A/D 变换器

双积分型可以说是积分型 A/D 变换器中一个富有代表性的电路，如图 5.25 所示。这种电路的基本原理是，用固定的时间长

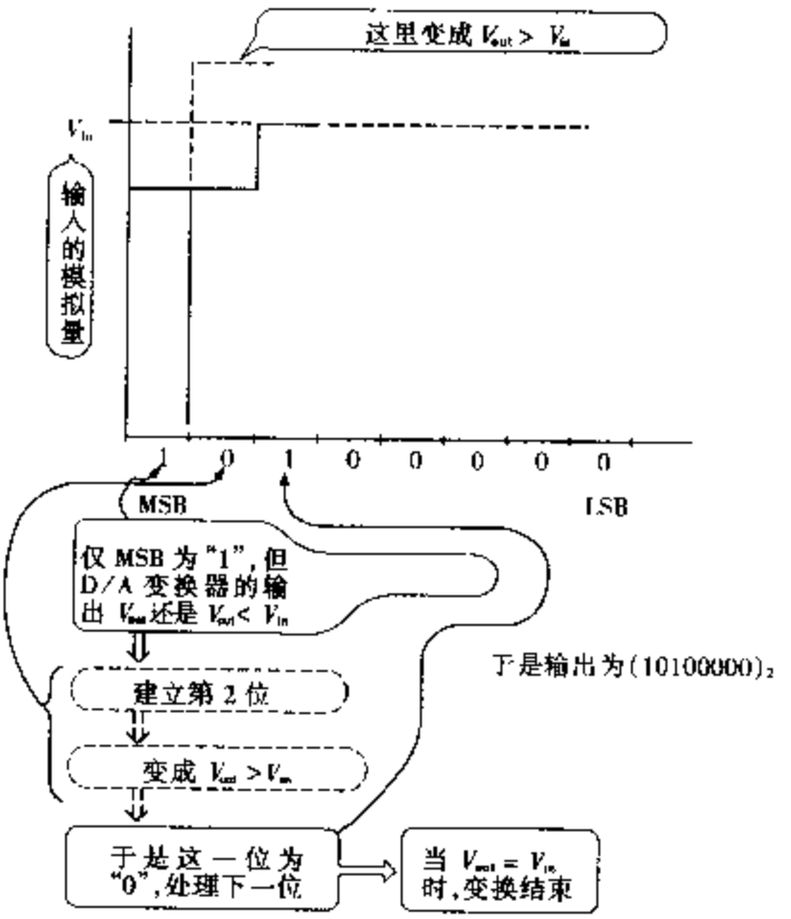


图 5.24　工作原理

度对被测电压进行积分，然后对基准电压（$-V_R$：与被测电压极性相反）进行积分，并求所需时间长度。首先进行复位，开关 a、b 均断开，积分器的输出 V_{out} 稍稍偏"+"。接着让 a 接通，开始对被测电压进行积分。当 V_{out} 达到"0"时，计数器开始工作，达到一定数目的计数（n 比特的情况为 2^n 次计数）后，计数器复位，a 断开，b 接通，开始对基准电压进行积分，并再次启动计数器，当 V_{out} 达到"0"时，计数器停止计数，这时计数器的数目就代表着模拟量。由于两电压积分使用的是相同的 RC，所以不会受 RC 的误差影响，而脉冲精度也是不成问题的。由电路的常数选择方式可知，这种

电路具有凹型滤波器的特性，抗噪音能力很强。但是，由于需要两次积分，变换时间较长，即使采用 $3\times\frac{1}{2}$ 数字式电压表，也需要 100ms 左右的时间。

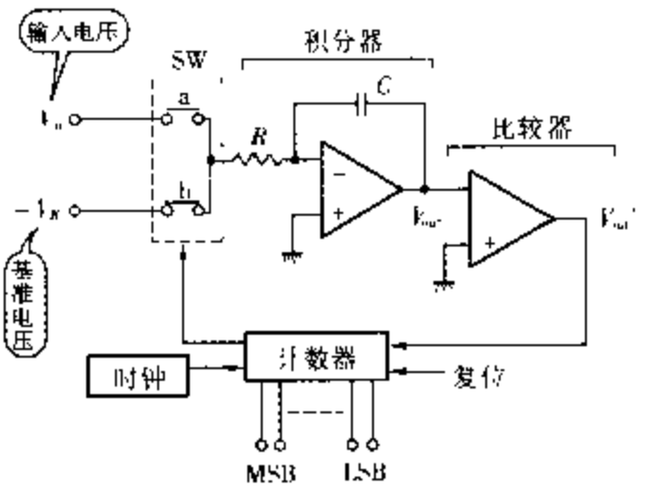


图 5.25 双积分型 A/D 变换器原理

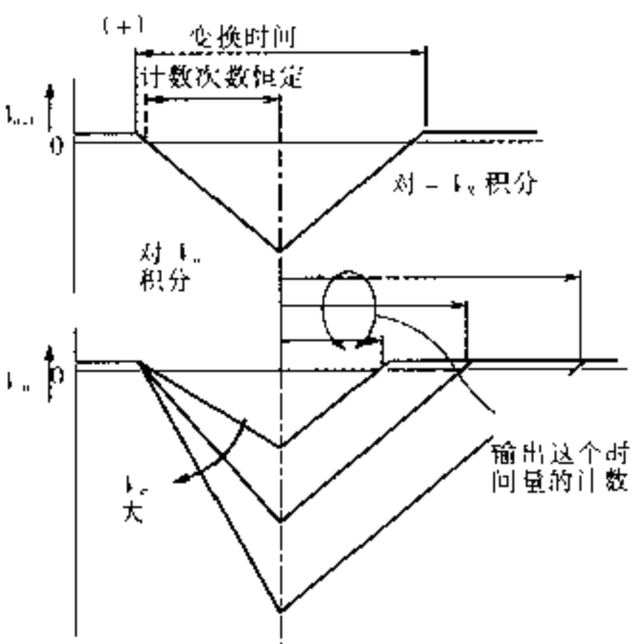


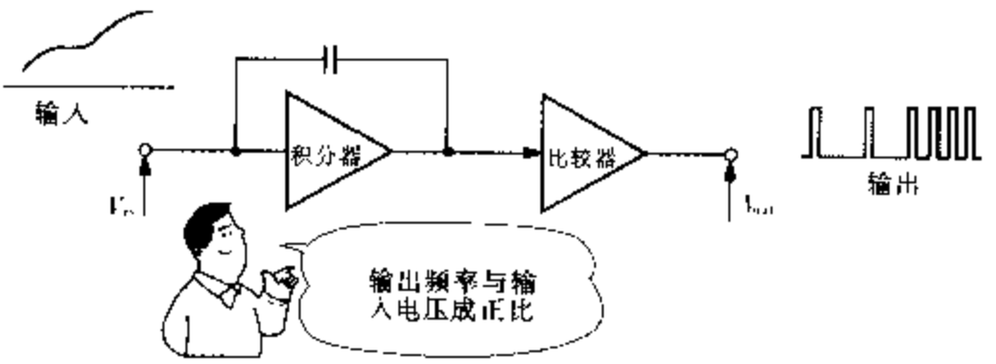
图 5.26 工作原理

5.4 用做 *V-f*, *f-V* 变换电路

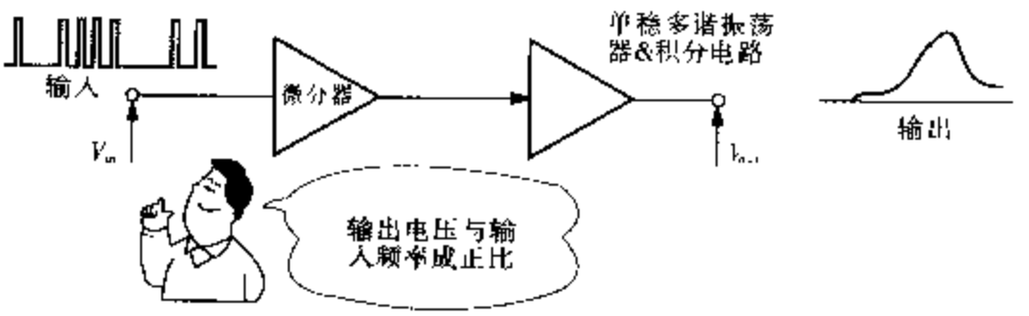
5.4.1　正反变换都可以(*V-f*, *f-V* 变换器)

***V-f* 变换器**是一种输出信号为方波且其频率与输入电压成正比的电路，大致上可分为电压控制频率方式(VCO)和前一节已经接触过的模拟 - 数字变换方式(ADC)。一般说来，*V-f* 变换器电路简单，成本低，可用于输出波形要求不高、不需要高度稳定性和线性好的地方。另外还有一种振荡输出周期与输入电压成正比的 *V-T* 变换器。

***f-V* 变换器**是一种输出信号为直流电压并与输入频率成正比的电路。对这种电路要求频带宽，具有很好的线性。变换方法有数



(a) *V-f* 变换

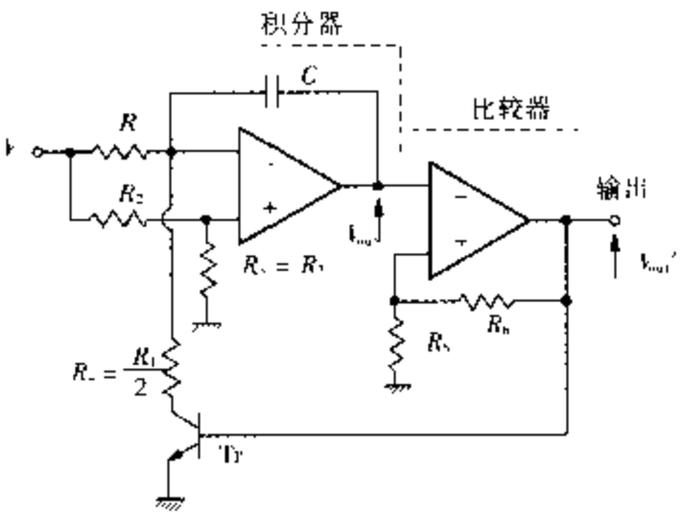


(b) *f-V* 变换

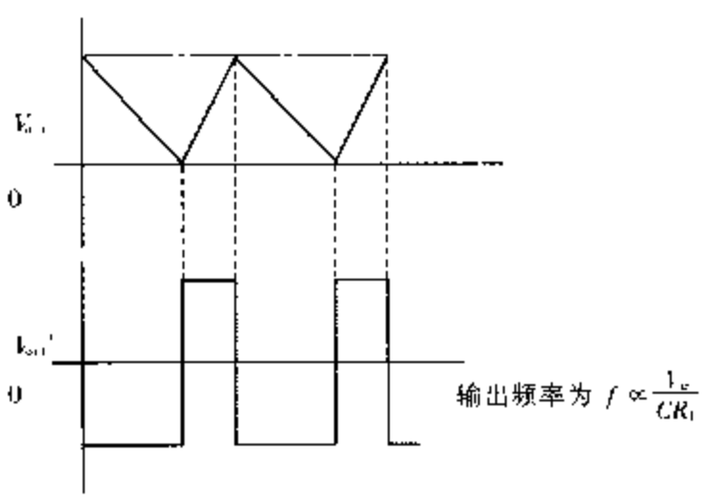
图 5.27　*V-f*、*f-V* 变换电路

字方式和模拟方式，数字方式精度高，而模拟方式精度虽不高，但成本低，使用的元件数少(使用单稳多谐振荡器)。

两种变换器都被做成了专用集成电路，使用这种专用集成电路会觉得非常方便。

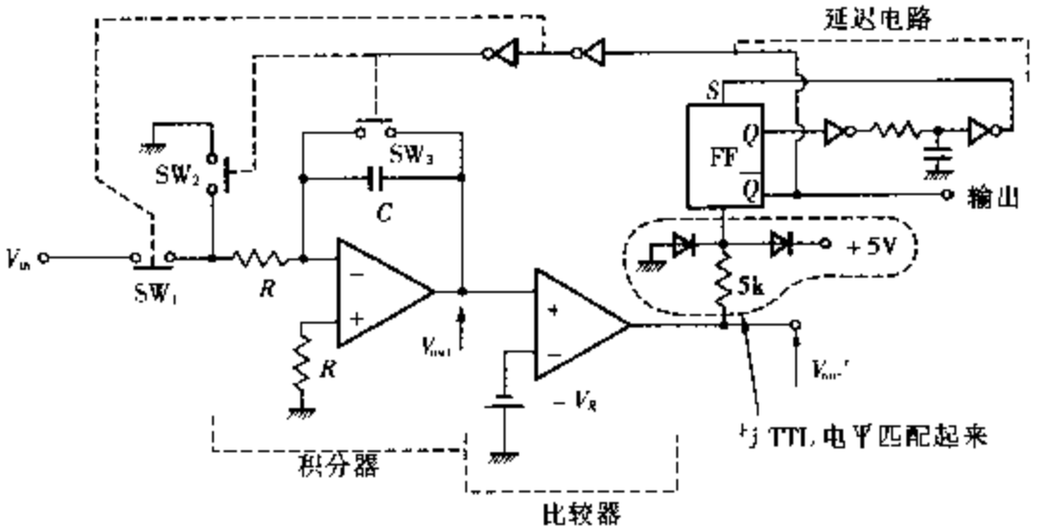


(a) 采用 VCO 方式的变换电路



(b) 工作波形

图 5.28 函数发生器方式的原理图



(a) ADC 方式的变换电路

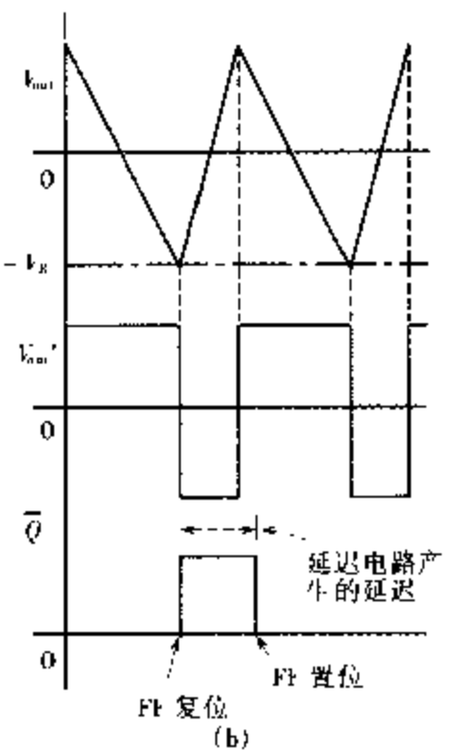


图 5.29　通过简易积分器进行 *V-f* 变换的原理

5.4.2　*V-f* 变换器的原理

(1)　函数发生器方式(VCO)

图 5.28 表示了 VCO 方式的原理。假设开始时 V_{out}'不超过“0”V，晶体管 Tr 截止，积分器通过 R_1C 电路开始对输入电压 V_{in} 进行积分。V_{out} 朝‘－’的方向增加，这样会使比较器的输出翻转，V_{out}'变成“＋”。这时 Tr 导通，积分器朝着相反的方向开始积分，

V_{out} 朝"+"的方向增加。于是比较器再次翻转,Tr 变成截止。不断地重复这一过程就可以得到一系列脉冲。这里的积分速度与输入电压成正比,即输出脉冲数与输入电压成正比。如果用固定的时间长度进行计数,便可以实现这种类型的变换。

(2) 简易积分器方式(ADC)

这种方式可以想象出好几种来,但在这里仅简介触发器(FF)的置位与复位方法。图 5.29 表示这种方式的基本原理。假设开始时 FF 处于置位状态,加入 V_{in} 后,由于 SW_1 处于接通状态,积分器开始积分。V_{out} 超过 V_R 时,比较器的输出 V_{out}' 由"+"变为"-",通过这一脉冲,FF 被复位。FF 的 $\overline{Q}$ 的输出使 SW_1 变为断开状态,SW_2 和 SW_3 变为接通状态,C 上的电荷放电,从而使积分器变成初始状态。经过延迟电路固定长度的时间延迟后,又重新使 FF 的输出 Q 处于置位状态。接着又重新开始积分。要让电容器电位达到恒定高度,充电所需的时间与输入电压成正比。所以,输出脉冲的频率与输入电压成正比。如果用一个固定长度的时间间隔去计数这个脉冲序列的话,就可以用它来表达输入电压。

5.4.3 f-V 变换器的原理

(1) 数字方式

这种方式由 D/A 变换器、栓锁计数器、波形整形电路(施密特触发电路)构成。图 5.30 描述了这种方式的原理。输入电压经过施密特触发电路后,变成与输入频率成正比的脉冲序列。然后,栓锁计数器对这一脉冲序列进行计数,并由 D/A 变换转换成模拟电压。**这种方式稳定性和精度都很好,但需要的元件数太多。**

(2) 模拟方式

这种方式通过使用由施密特触发电路和微分电路产生的脉冲来触发单稳多谐振荡器,形成的输出经过积分电路平滑后,就可以得到模拟电压。输出电压 V_{out} 与单稳多谐振荡器的输出波形的电压 E 和脉冲宽度 T 成正比,即 $V_{out} = f \cdot T \cdot E$。由此可知,单稳多谐振荡器的输出振幅和脉冲宽度必须固定不变。很多单稳多谐振荡器一般使用 NE555 等用于振荡的集成电路。图 5.31 就是

这种方式的原理图。

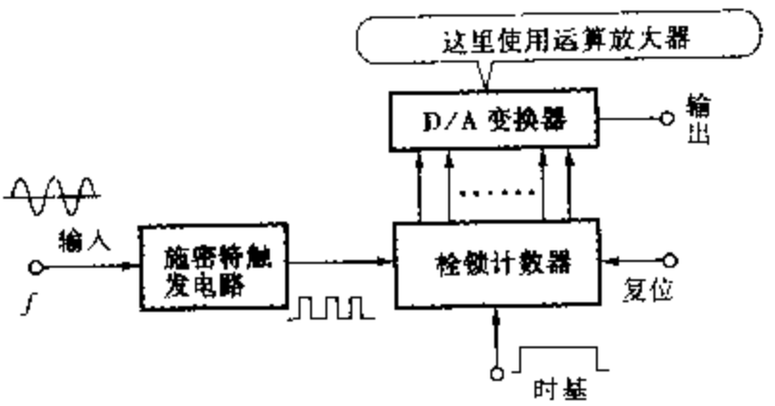


图 5.30　采用数字方式的 f-V 变换器的原理

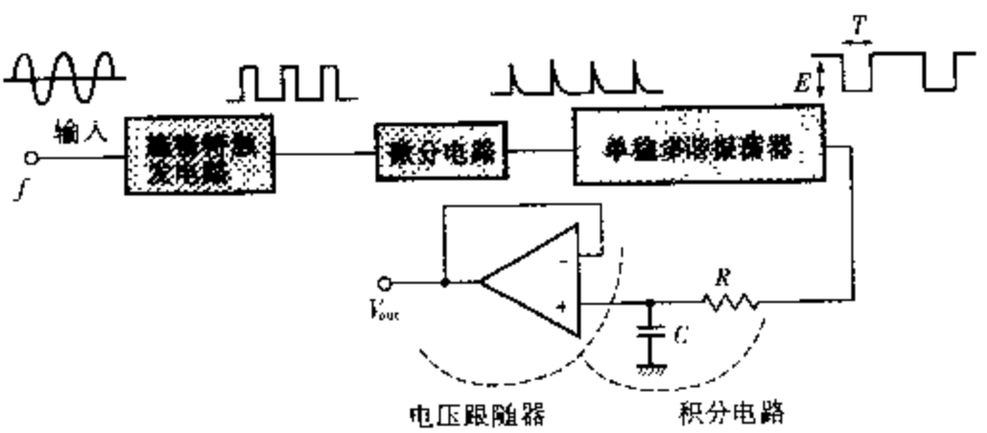


图 5.31　采用模拟方式的 f-V 变换器的原理

5.5 比较器和模拟存储器(采样保持,峰值保持)

5.5.1 电平比较(比较器)

说到模拟电路,不一定就是指输入为模拟量、输出也为模拟量的电路,也有输入为模拟量而输出为0、1之类的数字量的电路。比较器就相当于这种类型的电路。正如名称所说的那样,这种电路是将多个电压电平进行比较的电路,输出为数字量。所以,这种电路多数情况是用于模拟信号和数字信号的连接,一般称它为**接口电路**。比较电路所需要的特性是要求输入端具有运算放大器的特性、而输出端具有数字集成电路的特性。所以,用作比较器的

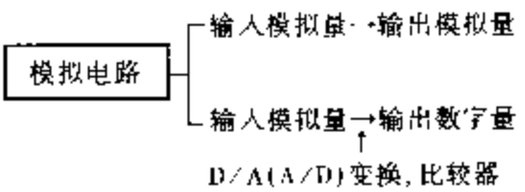
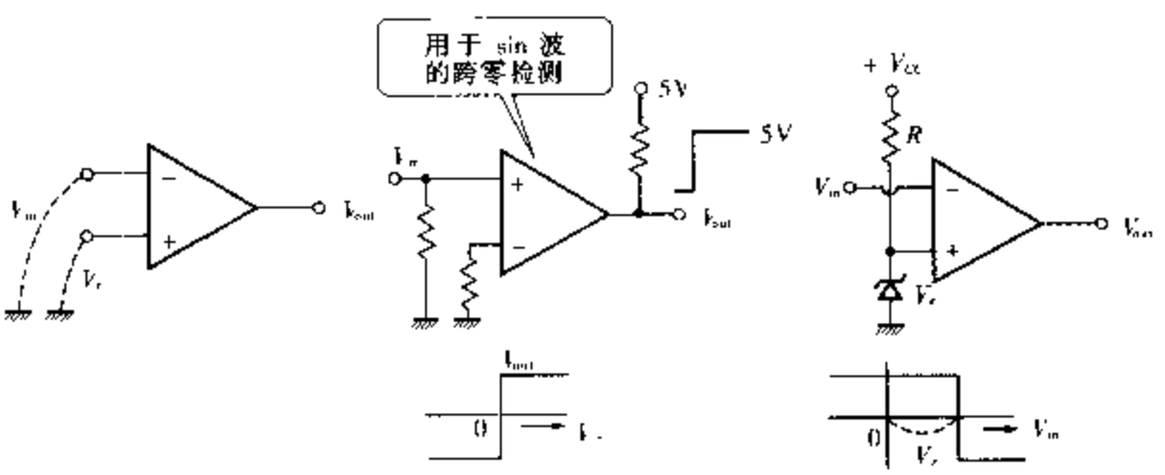


图 5.32 模拟电路大的分类



(a) 比较器的基本电路 (b) 过零检测电路 (c) 电平检测电路

图 5.33 比较器原理

运算放大器，其输入输出都能满足比较器所要求的上述特性。比较器电路大致上可分为三种：**电平比较器、窗口比较器和迟滞比较器**。

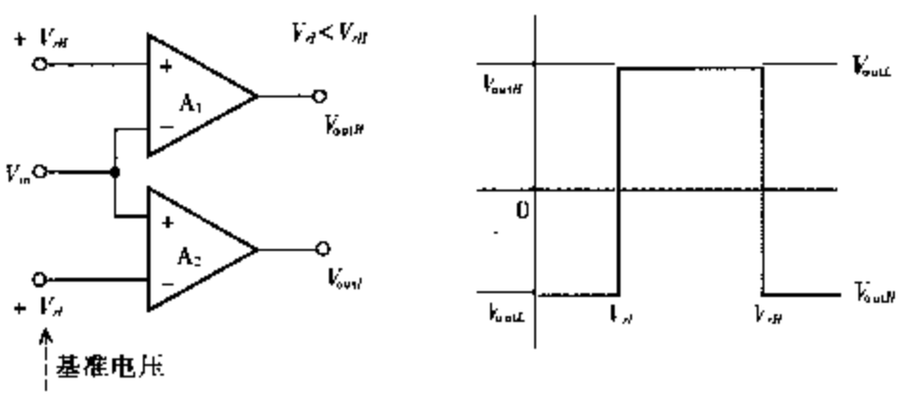
(1)　电平比较器

如图 5.33(a) 所示，以开环形式使用运算放大器即可构成电平比较器。要想加快速度，可以通过前馈补偿来实现，实现补偿时用外接相位补偿电路的运算放大器比用内接相位补偿电路的运算放大器更有效。输出电压被运算放大器的电源电压所左右，所以，要想限制输出电平，则需要对输出端进行箝位。

假如 V_r 为“0”V，即同相输入为接地电平，当 V_{in} 达到“0”V 时，输出发生跳变（过零检测电路）。假如 V_r 设置成 5V(固定电平)，当 V_{in} 等于 5V(固定电平) 时，输出发生跳变（电平检测电路）。如需输出电压与图 5.33 中的极性相反，则交换 V_{in} 和 V_r 即可。

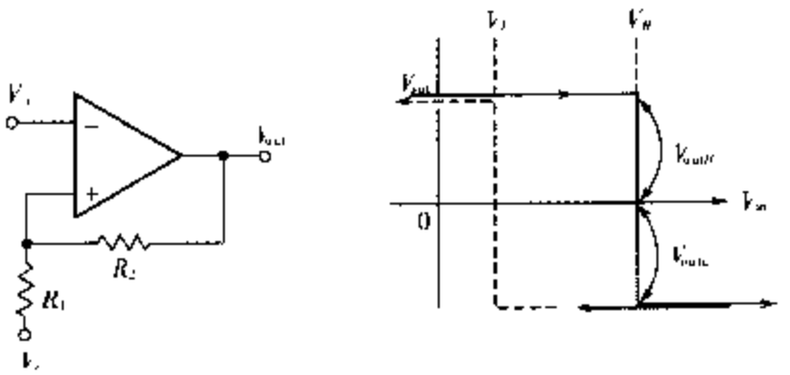
(2)　窗口比较器

图 5.34 为窗口比较器的原理图和工作波形。这种电路由两个电平检测电路组成，输入电压落在某个区间内时，才能获得输出。由图可知，V_{in} 从“0”V 开始增加，当达到 $V_{rL} < V_{in}$ 时，$V_{out\,L}$ 从“L”开始翻转成“H”。V_{in} 继续不断增加，$V_{out\,L}$ 仍然保持不变，但当 $V_{rH} < V_{in}$ 时，$V_{out\,H}$ 从“H”开始反转成“L”。所以，如果取 $V_{out\,L}$ 和



(a) 基本电路　　(b) 工作波形

图 5.34　窗口比较器的原理和工作波形



(a) 基本电路 (b) 工作波形

图 5.35 迟滞比较器的原理和工作波形

$V_{out\,H}$ 的"AND(与)"或者"OR(或)",就可以得到 $V_{rL} < V_{in} < V_{rH}$ 的输出。窗口大小由 V_{rL} 和 V_{rH} 的差决定。

(3) 迟滞比较器

图 5.35 为具有迟滞特性的电平比较器电路及其工作波形。这种电路可以通过在电平比较器上加环路增益为大于 1 的正反馈来实现。这种电路也称施密特电路,上限电压为

$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_{outH} - V_r) + V_r$$

下限电压为

$$V_L = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_{outL} - V_r) + V_r$$

这种电路用于使正弦波和三角波变成方波的场合。要想提高启动速度,可安装加速电容器,或者使用通过前馈补偿等方法外接相位补偿电路的运算放大器。

5.5.2 让它记忆(模拟存储器)

在数字电路中,记忆信息的电路(存储器)用得很广泛。在模拟电路中,有时也需要短时间记忆模拟量。特别是在 A/D 变换过程中,输入电压有变动时,需要采用这种电路。在求正在变化中的输入电压的最大值时,同样也需要这种电路,这里包括**采样保持电路**和**峰值保持电路**。它们都是将电容器用作存储元件。

(1)　采样保持电路

图 5.36 为采样保持电路的原理。开关合上时开始采样，这时 C 进行充电，并保持输入电压不变。C 按照开关合上时的电阻 R_{on} [Ω] 和 C[F] 之积的大小即时间常数 $R_{on} \cdot C$[s] 来充电，所以采样的时间间隔必须足够大于这个时间常数。开关断开时，C 的充电电压被保持，**但 C 的漏电流、由开关断开时电阻 R_{off} 引起的漏电流、运算放大器的失调电流**等会使充电电荷放电。所以，需选用漏电流较少的元件。一般地，开关选用 CMOS 模拟开关，C 选用聚四氟乙烯（塑料）、聚碳酸酯电容等，运算放大器选用场效应管输入型。

(2)　峰值保持电路

图 5.37 是由二极管组成的峰值保持电路的原理图。当 $V_{in} > V_c$ 时，D 导通，C 充电。当 $V_{in} < V_c$ 时，D 截止，所以 V_{in} 的最大值被保持。通过 CMOS 开关让 C 放电来实现复位。注意事项和采样保持电路相同。

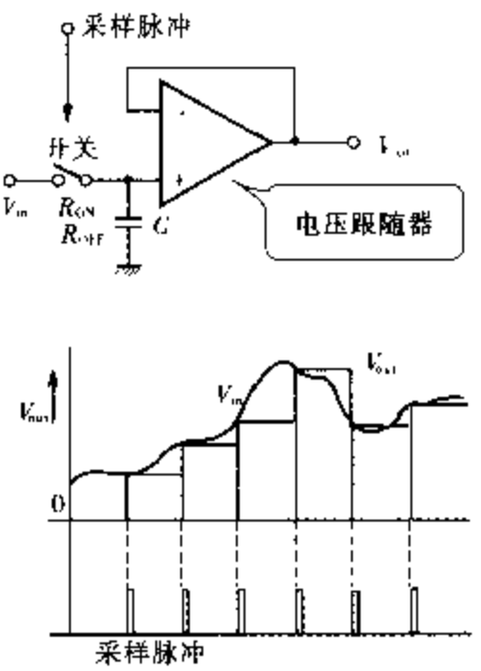


图 5.36　采样保持的原理

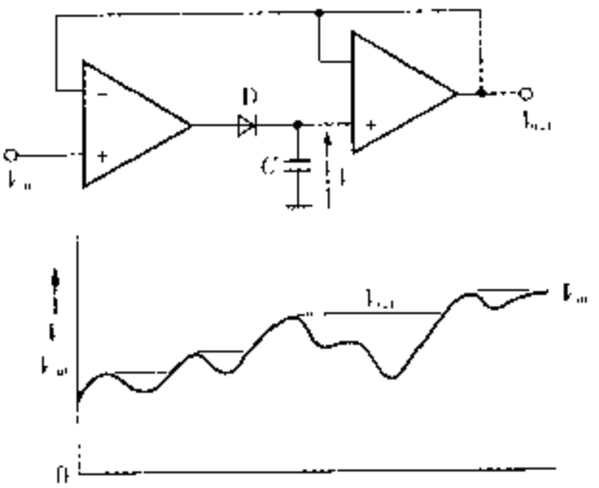


图 5.37 峰值保持的原理

5.6 需要大功率时

5.6.1　一个人具有一百个人的力量(功率提升器)

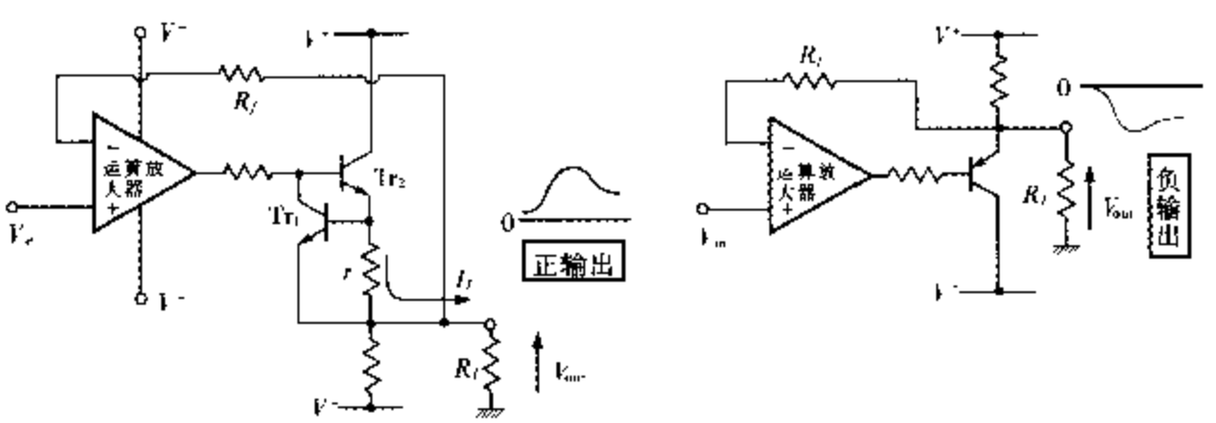
运算放大器除了高输出运算放大器(高压运算放大器，功率运算放大器)外，不是想要获得多大功率(电流和电压)就能获得多大功率的．一般电流在 10mA 以下，电压在 ± 12V 左右。所以，要想获得比这还要大的功率，需要使用提升电路。此外，即使负载很小，由于运算放大器的发热会影响漂移等原因，使用比不使用提升电路要好一些。这里介绍几个最简单的电路。

(1)　单极性提升电路

图 5.38 为单极输出的电流提升电路。由于电路简单，可以用于无精度要求的场合。图 5.38(a)中的 Tr_1 用于限制过大电流，按 $I_L \approx 0.7/r$(A)进行限制，这种电路可用于稳压电路和恒流电路.

(2)　两极性提升电路

图 5.39 为最简单的两极性电流提升电路。在图 5.39(a)中，由于 R 的存在，不适合很重负载，但是根据运算放大器的电流限制特性，可以限制输出电流。图(b)为同一种电路的另一种形式。



(a) 正输出提升器　　(b) 负输出提升器

图 5.38　单极性提升器

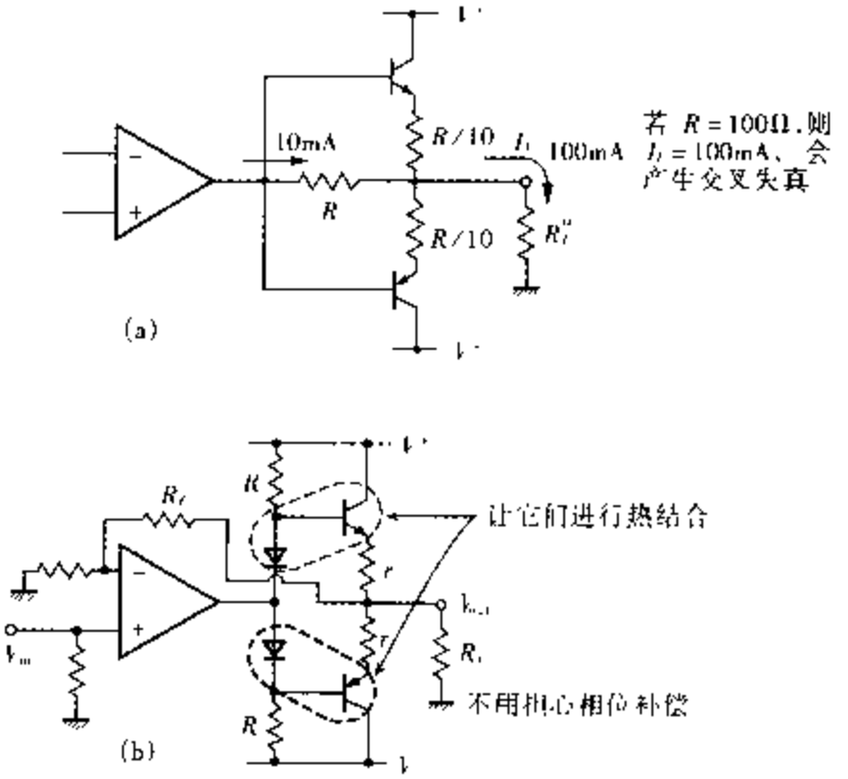


图 5.39 两极性提升器(互补射极跟随器电流提升器)

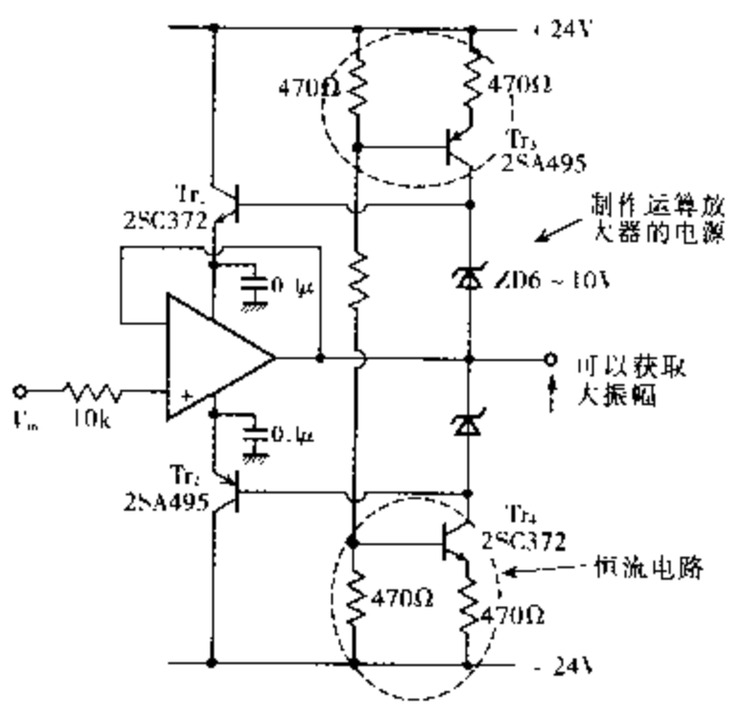


图 5.40 增大输出振幅的电压跟随器

这种电路不能得到比运算放大器输出振幅大的电压，而且电源的利用率也很差，但是由于几乎不需要相位补偿，所以使用起来很方便。此外，还可通过 r 对电流进行限制。

(3) 自举提升电路

这种电路不仅使用运算放大器自身产生的输出，而且还让运算放大器的电源也跟着工作起来。转换速率、输入阻抗、动态范围等都得到改善(图 5.40)。

本章小结

(1) 滤波器就是筛子,按照频率对电信号进行筛选。

(2) 滤波器有低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器(凹型滤波器)等四种。

(3) 仅由电子线路三元件 R、L、C 构成的滤波器叫无源滤波器。在这个基础上再增加有源元件(晶体管等),这样得到的滤波器叫有源滤波器。

(4) 让放大器的输出正反馈到输入端就构成了振荡器(啸声和这个相同)。为了产生正反馈,需使用 R、L 和 C 元件。

(5) A/D、D/A 变换器中使用的电阻器精度要求很高。

(6) 双积分型 A/D 变换器速度慢,但抗噪声能力强,而且不受 C、R 和工作脉冲的精度的影响。

(7) 滤波器、振荡器、A/D、D/A 变换器等有专用集成电路。

(8) 不能用运算放大器得到很大的能量,于是需使用功率提升器。这时需注意交叉失真(也有能获得一定能量的功率运算放大器)。

VI

由集成运算放大器构成的电路实例

到现在为止，已从理论和原理两个方面讨论了运算放大器的用法。但是，如果要实际使用的话，仅理论和原理还是不够的，有些问题光靠理论和原理怎么也解决不了。本章尽量避免讨论已经出现过的理论和原理，主要讨论以下一些电路：用普通的运算放大器就能很容易完成的电路（滤波器、振荡器、电源等）、通过在A/D变换器的前级电路中使用运算放大器使电信号、物理量的测量变得很方便的电路、直流伺服电机和交流伺服电机的驱动电路以及其他应该知道的且很方便的电路等。讨论的领域非常广泛。

在这里出现的电路尽量按深入浅出的原则进行介绍。

6.1 滤波电路

6.1.1　由单个运算放大器构成的正反馈二阶 LPF

按照这种方式构成的低通滤波器（LPF）有两种，一种是运算放大器用作电压跟随器，另一种是让运算放大器产生增益。

(1)　运算放大器用作电压跟随器(图 6.1)

$K=1$…电压跟随器(增益为 1)

$R_1=R_2=R$

$C_1=\dfrac{2Q}{\omega_0 R}$

其中　$\omega_0=2\pi f_c$（f_c 为截止频率）

$C_2=\dfrac{1}{2Q\omega_0 R}$

计算：(a)设置 Q 和 f_c，$Q=0.5$，$f_c=1\text{kHz}$。

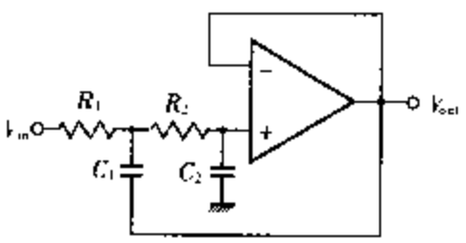


图 6.1

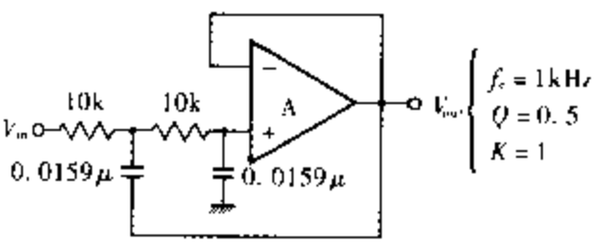


图 6.2　实际电路
（μA741、LM302、LM307、LM310 等）

(b) 选定 R 为一恰当值，$R=10\text{k}\Omega$。

(c) $C_1\approx 0.0159\mu\text{F}$

$C_2\approx 0.0159\mu\text{F}$

● 不需要使用二个用于决定增益的电阻。但 $C_1/C_2=(2Q)^2$。因此，当 Q 变大时，C_1 和 C_2 之间的差也变大。

● 适合特性不变的场合。

(2) 让运算放大器产生增益(图 6.3)

$$K=3-\frac{1}{Q}\text{或者}Q=\frac{1}{3-K},K=1+\frac{R_4}{R_3}$$

若设 $C_1=C_2=C$、$R_1=R_2=R$,则 $R=\frac{1}{\omega_c C}$。

计算:(a) 设置 Q 和 f_c,$Q=1$. $f_c=1\text{kHz}$。

(b) 选定 R 或者 C 为一恰当值,现设 $C=0.01\mu\text{F}$

(c) $R=\frac{1}{\omega_c C}\approx 15.9\text{k}\Omega$、

由 $K=2$ 可得 $R_4/R_3=1$,若 $R_3=10\text{k}\Omega$,则 $R_4=10\text{k}\Omega$。

特性比较

贝塞耳(Bessel)	通常频率区间:渐渐进入衰减区域	衰减特性:缓慢
巴特伍兹(Butterworth)	通常频率区间:最平坦地进入衰减区域	衰减特性:中等
切比雪夫(Chebyshev)	通常频率区间:振荡	衰减特性:陡峭

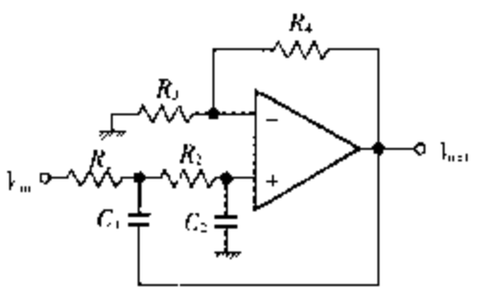


图 6.3

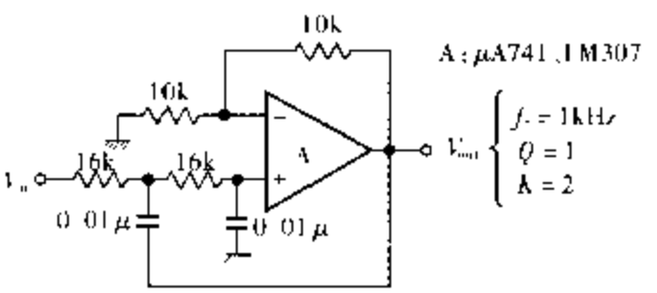


图 6.4 实际电路

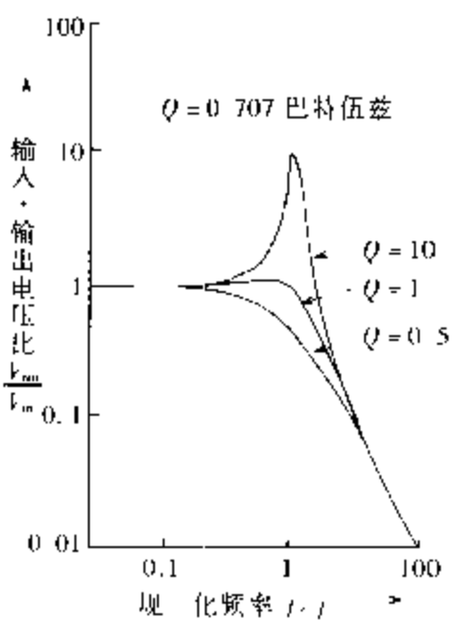


图 6.5 二阶 LPF 的振幅特性

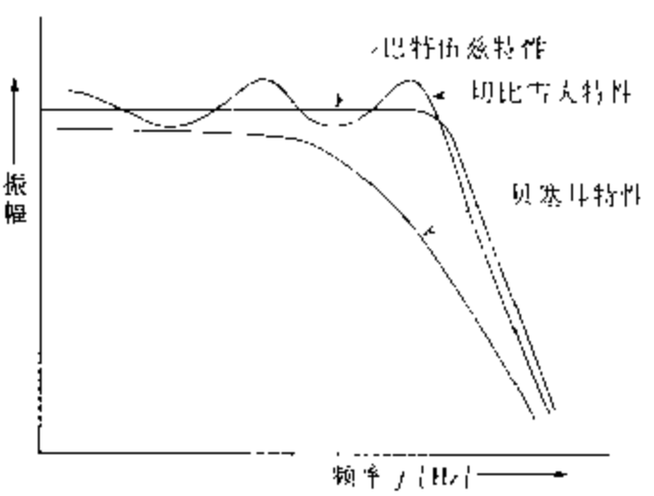


图 6.6 贝塞耳、巴特伍兹、切比雪夫的特性比较

● 改变 Q，增益也会改变。需要二个用于决定增益的高精度电阻。只要改变一个电阻，特性 Q 会发生变化，适合于特性可变场合。

● 当 $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，变成峰值特性。

● 当 $Q < \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，截止特性变得平缓。

● 其他还有贝塞耳、巴特伍兹、切比雪夫等特性。

(3)　改善特性

要想改善衰减特性，可将凹型滤波器(BEF)和 BPF 组合在一起，或者在无源滤波器中使用双 T 型网络电路等。最简单的方法是将几个由单个运算放大器构成的滤波器串联在一起。图 6.7 和图 6.8 分别给出了 3 级串联 LPF 电路及其频率特性。

6.1.2　由单个运算放大器构成的正反馈二阶 HPF

这种方式和前面的 LPF 一样也有两种。图 6.9 的电路就是交换 LPF 的 R 和 C 后所得到的电路。在这种情况下，根据所需的高频范围的不同，需注意运算放大器的**转换速率、开环频率特性**

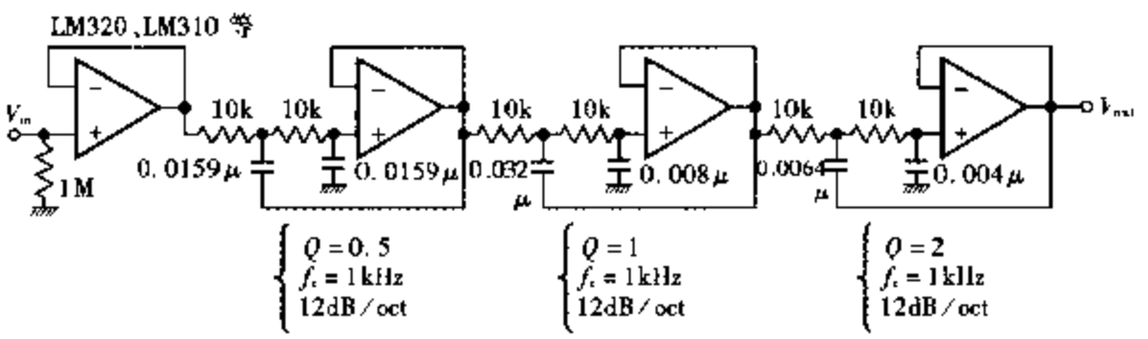


图 6.7　3 级串联 LPF

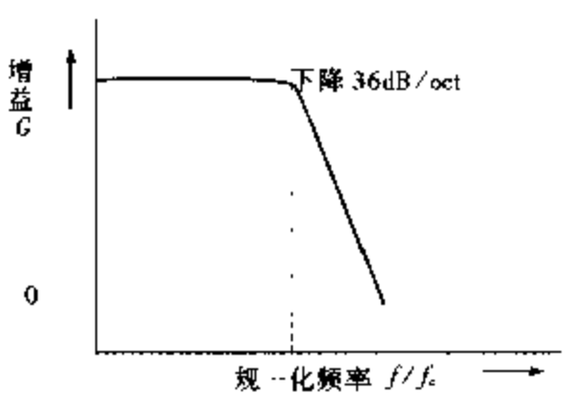


图 6.8　3 级串联 LPF 频率特性

等。在需要高频时，采用外部补偿型的运算放大器（LM301、LM308）要比内部相位补偿型具有更大的特性延伸。

计算和前面的 LPF 计算过程相同。

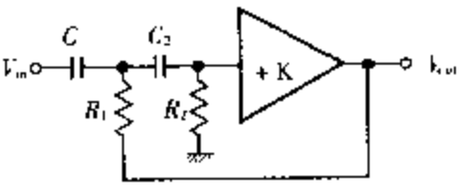


图 6.9 正反馈二阶 HPF

计算：用作电压跟随器

设 $K=1, C_1=C_2=C$

$R_1=1/(2Q\omega_0 C)(\omega_0=2\pi f_c)$

$R_2=2Q/(\omega_0 C)$

(a) 设 $f_c=1\text{kHz}, Q=1/\sqrt{2}\approx 0.71$

(b) 设 $C_1=C_2=C=0.01\mu\text{F}$

(c) $R_1\approx 11.3\text{k}\Omega$

$R_2\approx 22.5\text{k}\Omega$

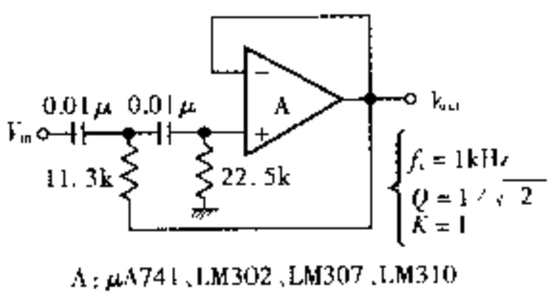


图 6.10

- 不需要二个用于决定增益的电阻，但 $R_2/R_1=(2Q)^2$ 因此，当 Q 变大时，会拉大 R_1 和 R_2 之间的距离
- 适合特性不可变场合
- 改变 Q，增益也会改变

产生增益

$K=3-1/Q$ 或者 $Q=1/(3-K)$

假定 $C_1=C_2=C$（图 6.11）

$R_1=R_2=R=1/(\omega_0 C)$

(a) 设 $f_c=1\text{kHz}, Q=1/\sqrt{2}\approx 0.71$

(b) 设 $C_1=C_2=C=0.01\mu\text{F}$

(c) $R=1/(\omega_0 C)\approx 15.9\text{k}\Omega$

$K=1.585=1+R_4/R_3$

若 $R_3=10\text{k}\Omega$，则 $R_4=5.85\text{k}\Omega$

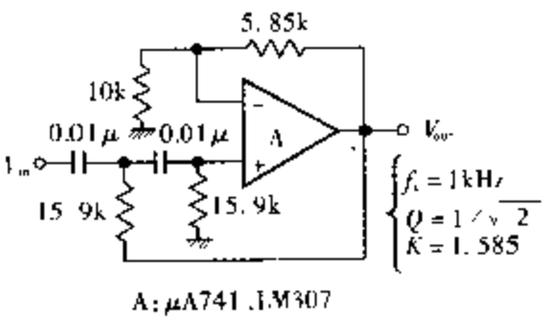


图 6.11

- 需要二个用于决定增益的高精度电阻。
- 只要改变一个电阻，特性 Q 会发生变化，适合于特性可变场合

- 当 $Q>\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，变成峰值特性。
- 当 $Q<\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，截止特性变得平缓。
- 改善特性的方法和 LPF 相同。
- 如图 6.12 所示，在高频区增益特性由运算放大器的开环特性决定。
- 图 6.13 是二阶 HPF 的振幅特性。

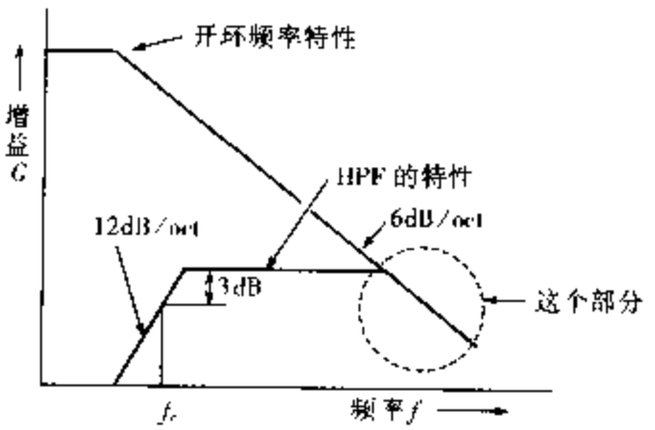


图 6.12

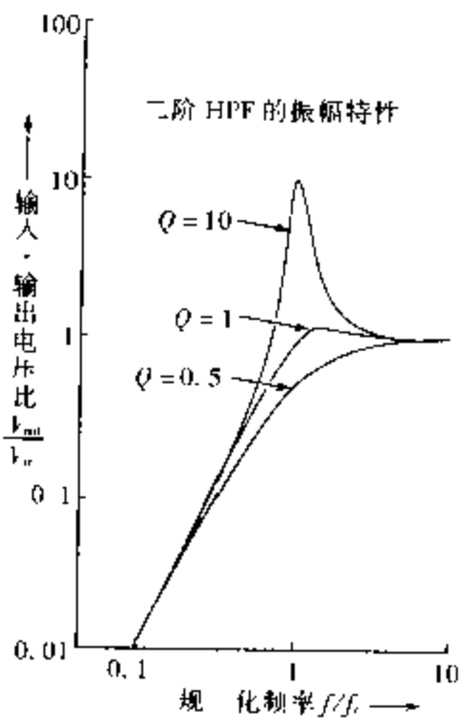


图 6.13 二阶 HPF 的振幅特性

6.1.3 BPF

在制作宽带带通滤波器（BPF）时，可按如图 6.14 所示的方式，将由单个运算放大器构成的 LPF 和 HPF 串联连接即可。计算方法和前面的 LPF、HPF 相同。下面就窄带带通滤波器进行说明。这种电路的构成方式分**正反馈方式**和**负反馈方式**。

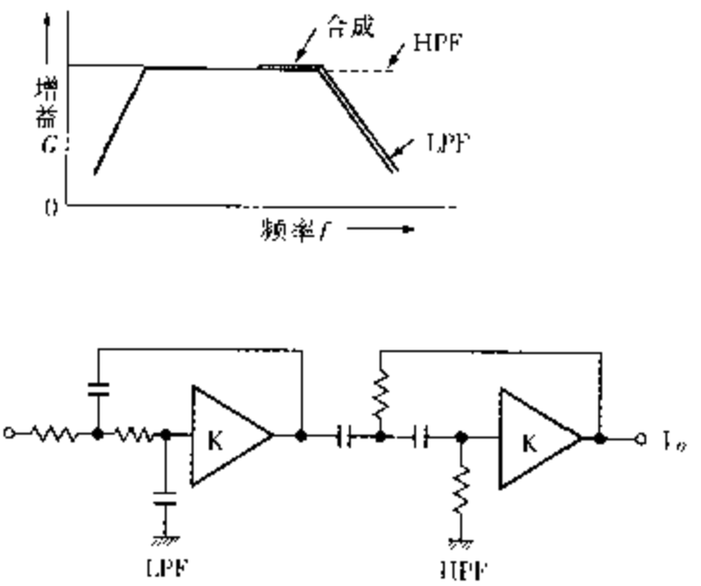


图 6.14 LPF 与 HPF 的结合

(1) 正反馈 BPF 文氏电桥方式(图 6.15)

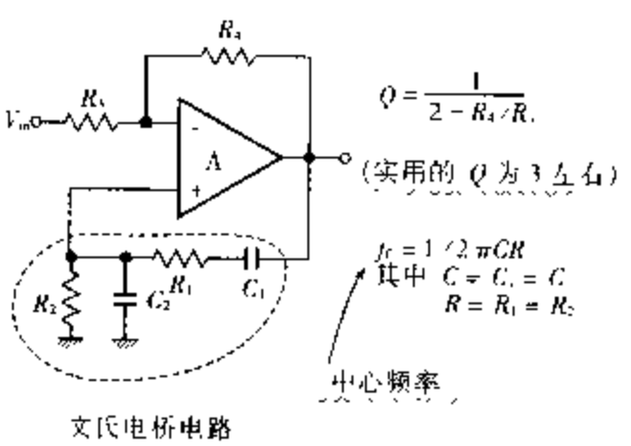


图 6.15

计算：

(a) 设定 Q 和 f_0：$Q=2$，$f_0=1\text{kHz}$。

(b) 设定 C，$C=0.01\mu\text{F}$。

(c) $R=1/(\omega_0 C)\approx 15.9\text{k}\Omega$

$BW=f_0/Q=500\text{Hz}$

由 $Q=1/(2-R_4/R_3)=2$ 可得，

若 $R_3=10\text{k}\Omega$，则 $R_4=15\text{k}\Omega$。

实际电路及其频率特性分别如图 6.16 和图 6.17 所示。

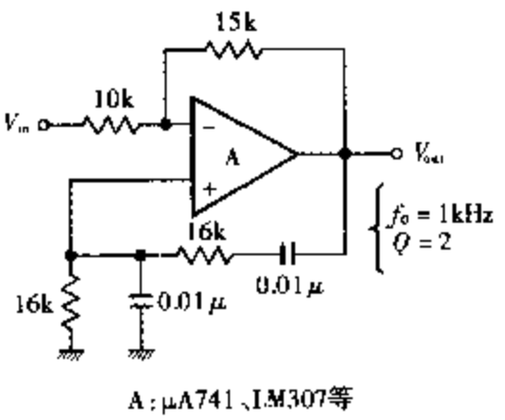


图 6.16 实际电路

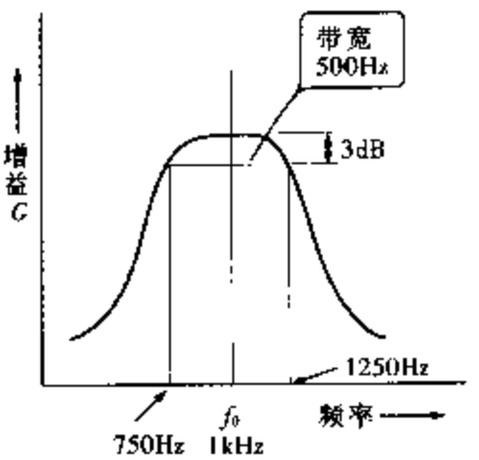


图 6.17 BPF 的频率特性

(2) 由负反馈构成的 BPF(双 T 型)(图 6.18)

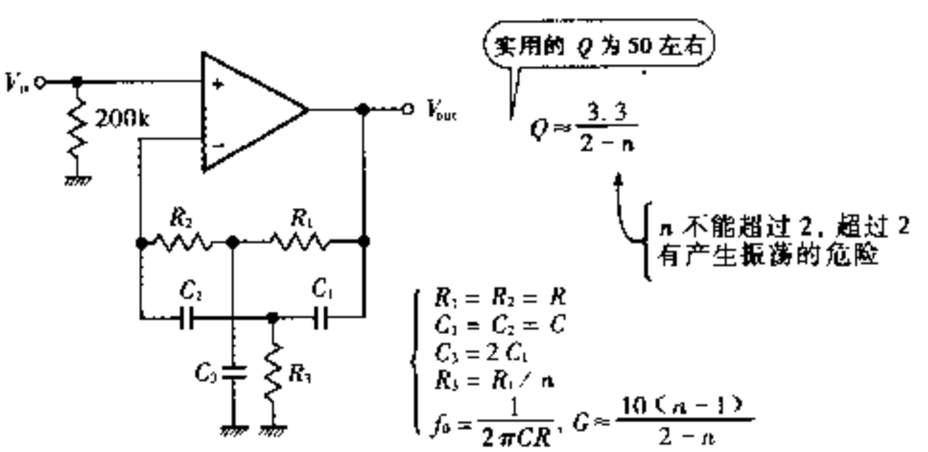


图 6.18

计算:

(a) 设定 f_0 和 Q: $f_0 = 1\text{kHz}$, $Q = 30$。

(b) 令 $R_1 = R_2 = R$, 并取 $R = 100\text{k}\Omega$。

(c) $C_1 = C_2 = C = \dfrac{1}{2\pi fR} \approx 1590\text{pF}$。

$C_3 = 2C = 3180\text{pF}$。

由 $Q = 30$ 得 $n \approx 1.89$, 进而可得 $R_3 \approx 52.9\text{k}\Omega$, $G \approx 81$ 倍(约 38dB), $BW = f_0 / Q \approx 33\text{Hz}$。

实际电路及其频率特性分别如图 6.19 和图 6.20 所示。

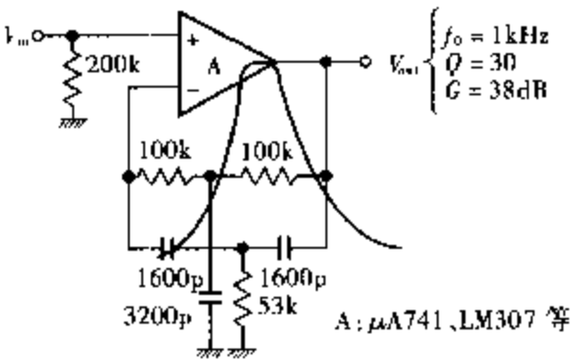


图 6.19

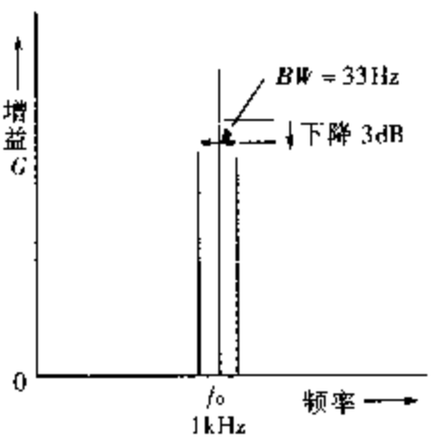


图 6.20 BPF 的频率特性

● n 取 2 以上时,有产生振荡的危险。

● 负载在 R 的 1/10 左右的范围内变化时, 特性变化很小, 并且 R 可以在几兆欧范围内使用。

● R_3 的变化(n 的变化)可以导致 Q(G)大幅度地变化。

(3) 由负反馈构成的 BPF(多重反馈型)(也属于桥式 T 型)(图 6.21)

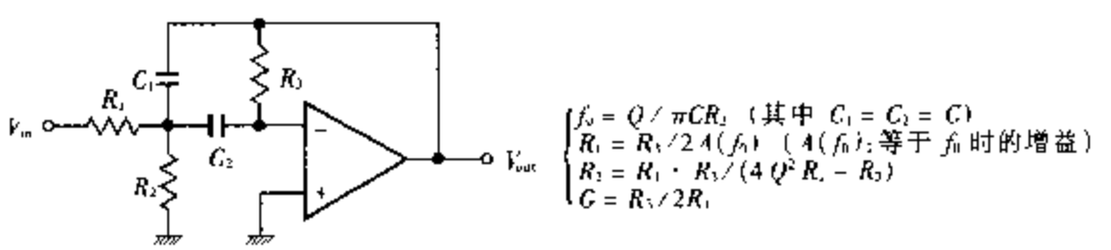


图 6.21

计算：

(a)　设 f_0、Q、$A(f_0)$：$f_0 = 1\text{kHz}$，$Q = 5$，$A(f_0) = 5$。

(b)　令 $C_1 = C_2 = C$，$C = 0.01\mu\text{F}$。

(c)　$R_3 = Q/(\pi C f_0) \approx 159\text{k}\Omega$

$R_1 \approx 15.9\text{k}\Omega$

$R_2 \approx 1.77\text{k}\Omega$

实际电路及其频率特性分别如图 6.22 和图 6.23 所示。

Q 的最大实用值取在 20 左右时，不会像双 T 那样，有产生振荡的危险。通过修改 R_2，可以只让 f_0 发生变化而增益和带宽保持不变。由于受与 R_2 相接的输入端器件的影响，输入阻抗会发生变化，所以 f_0 会发生变化。

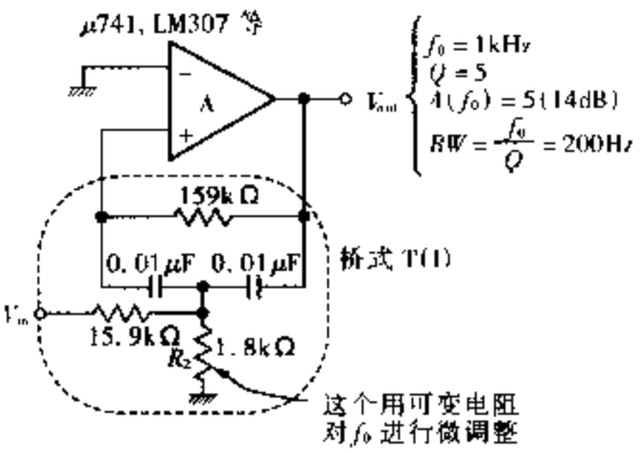


图 6.22　实际电路

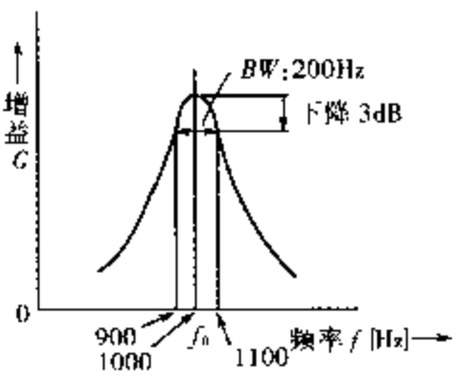


图 6.23　BPF 的频率特性

6.1.4　BEF

也称**凹型滤波器**，用于削减噪声等单一频率。在正反馈环中，既有采用无源 BEF 方式的，也有采用回转器方式的。

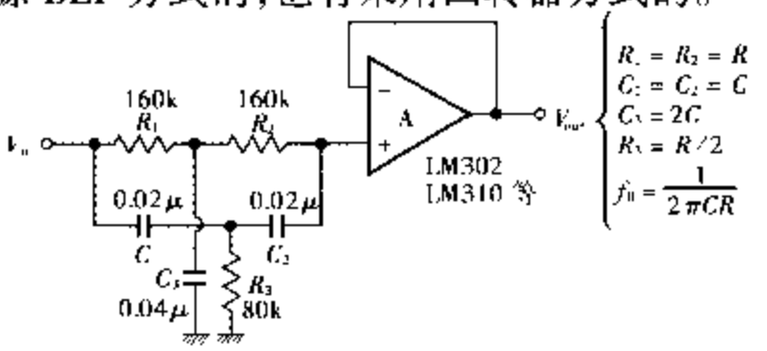


图 6.24

(1) 正反馈方式(双 T)

计算:设

$$C = 0.02\mu F$$

$$C_3 = 0.04\mu F$$

$$R = 1/(2\pi C f_0) \approx 159k\Omega$$

$$R_3 = 79.5k\Omega$$

● 如将双 T 网络连接成如图 6.24 所示，则电路的 Q 值很低。要想得到较大的 Q，可将双 T 和电压跟随器按自举扩展(正反馈)方式连接在一起，如图 6.25 所示。

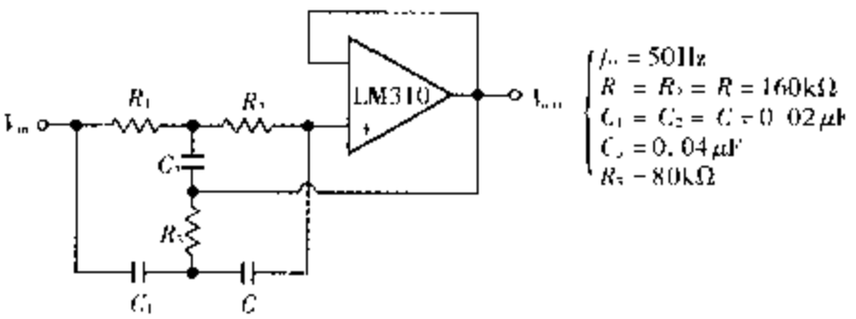


图 6.25 自举连接

● **Q 需要改变时**(可变 Q 凹型滤波器)，可采用图 6.26 所示电路。

图中 VR 为运算放大器的负载，因而不能取得太小，一般为 10kΩ 左右。

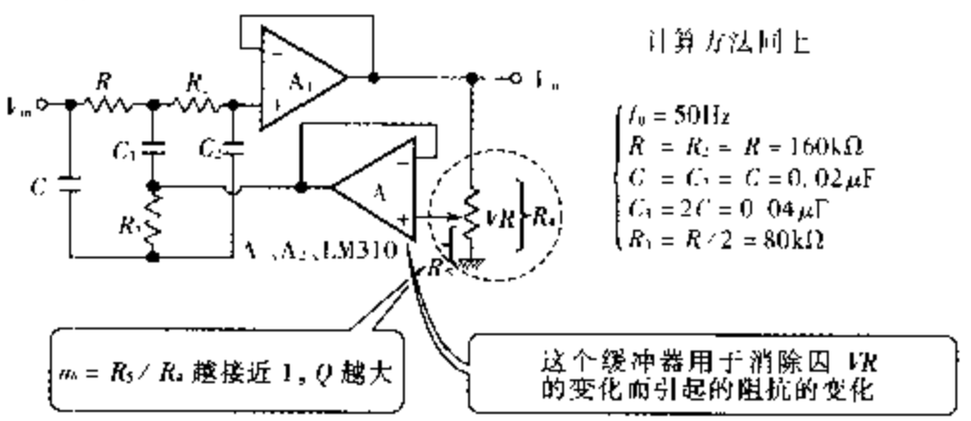


图 6.26 可变 QEF

(2) 由回转器构成的 BEF(图 6.27)

这是一种利用由回转器和电容器所产生的串联谐振电路。

回转器的条件

$R_0 \gg 1/(\omega C_0)$

电感　$Le = R_0 R_s C_0$

$Q = \omega Le / R_s = \omega R_0 C_0$

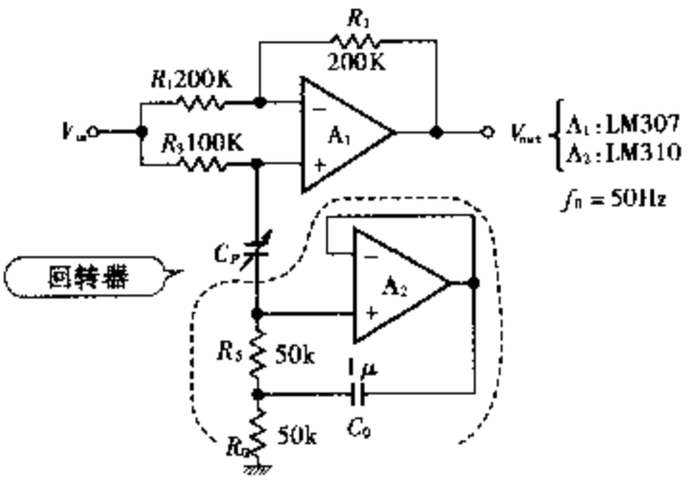


图 6.27

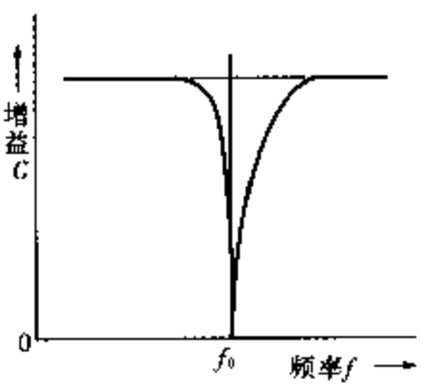


图 6.28　BEF 的频率特性

计算：

$$R_1 = R_2 = R$$

$$R_3 = R/2$$

$$R_s = R_0 \qquad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2R_s}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_m R_m} \qquad C_m = \sqrt{C_0 \cdot C_p}$$

$$R_m = \sqrt{R_0 \cdot R_s}$$

这里假定

$$C_0 = 1\mu F$$

$$R_1 = R_2 = 200k\Omega,\ R_3 = 100k\Omega,\ R_0 = R_s = 50k\Omega,\ f_0 = 50Hz$$

如果 $C_p = 4050pF$，则 $Q = \omega R_0 C_0 = \sqrt{\frac{C_0}{C_p} \cdot \frac{R_0}{R_s}} \approx 15.7$。

实际电路及其频率特性分别如图 6.27 和图 6.28 所示。

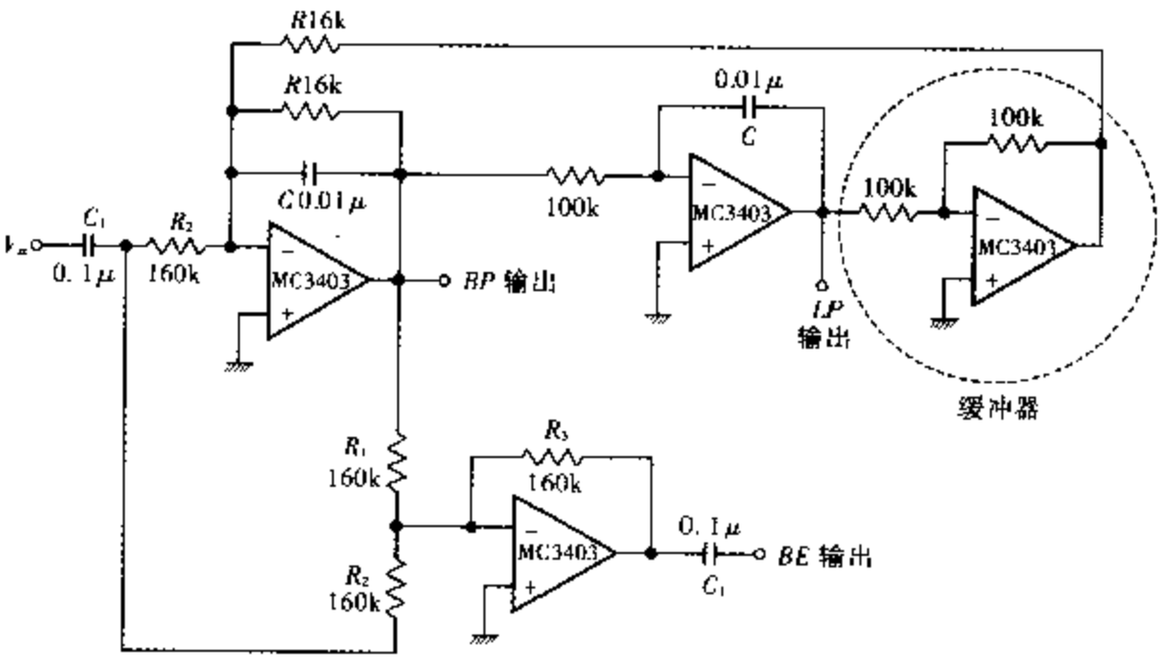
6.1.5　可变状态滤波器(状态变量型)(图 6.29)

当 Q 变得很大时，由单个运算放大器构成的正反馈型滤波

器会工作得很不稳定。可变状态滤波器就是在 Q 很大且要求性能稳定可靠的场合下使用。这种电路的基本构成是积分器、加法器和减法器。如果这种电路是由四个运算放大器构成，则可以得到 LPF、HPF、BPF、BEF 等四个输出。Q 和 f_c 的调整也很容易。这种方式也有几种类型，但这里只对被广泛使用的后向型进行说明(图 6.29)。

$f_c = 1\text{kHz}$，$Q = 10$，$A_{BP} = 1$，$A_N = 1$，$C = 0.01\mu\text{F}$ 等。

$R = \dfrac{1}{2\pi C f_c} \approx 16\text{k}\Omega$，$R_1 = 160\text{k}\Omega$，$R_3 = 160\text{k}\Omega$，$R_2 = 160\text{k}\Omega$，$C_1 = 0.1\mu\text{F}$ 等。



$Q = f_0 / BW$

A_{BP}：BP 为 f_c 时的增益

A_N：BE 为 f_c 时的增益

$f_c = \dfrac{1}{2\pi RC}$

$R_1 = QR$

$R_2 = R_1 / A_{BP}$

$R_3 = A_N R_2$

$C_1 = 10C$

图 6.29

6.2 振荡电路

6.2.1　关于振荡电路

振荡电路可以设计出很多种来，但基本电路并不太多。如今很容易购到价格低廉的运算放大器。如果精度要求不高，将它与 $C \cdot R$ 结合在一起可以简单地制作一些振荡电路（参见图 6.30，振荡频率上限为 1000kHz 左右）。振荡电路的基本条件是，**电路在振荡频率上的环路增益大于 1 并有 360°的相位差**。如果把这两个条件都考虑进去，那么运算放大器最适合制作这种电路。这是因为**反相输入可用来设置增益，同相输入可用于相位反馈**。振荡器一般都要求频率稳定，输出振幅稳定，失真度小，频带宽。下面将按照这些性能要求以及制作的容易性，对正弦波形式中的文氏电桥和正交振荡电路以及方波形式中的函数发生器进行说明。

(1)　文氏电桥电路

现正在使用的低频振荡器几乎都是这种电路。由于反馈电路使用了与文氏电桥非常相似的电路，所以这样称呼它，但与平衡条件无关(图 6.31)。

计算：设 $f_0 = 10\text{kHz}$，$C_1 = C_2 = C = 0.001\mu\text{F}$。

若 $R_1 = R_2 = R$，则由 $f_0 = 1/(2\pi RC)$ 可得 $R \approx 15.9\text{k}\Omega$。

为了使振荡稳定，放大倍数必须设成 3，所以可得 $R_b / R_a = 2$。

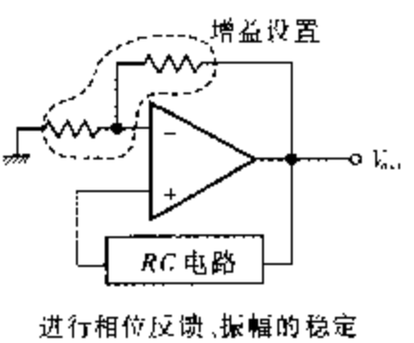


图 6.30　由运算放大器构成的 RC 振荡的基本电路

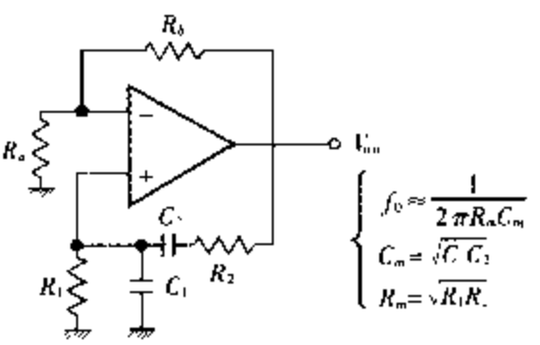
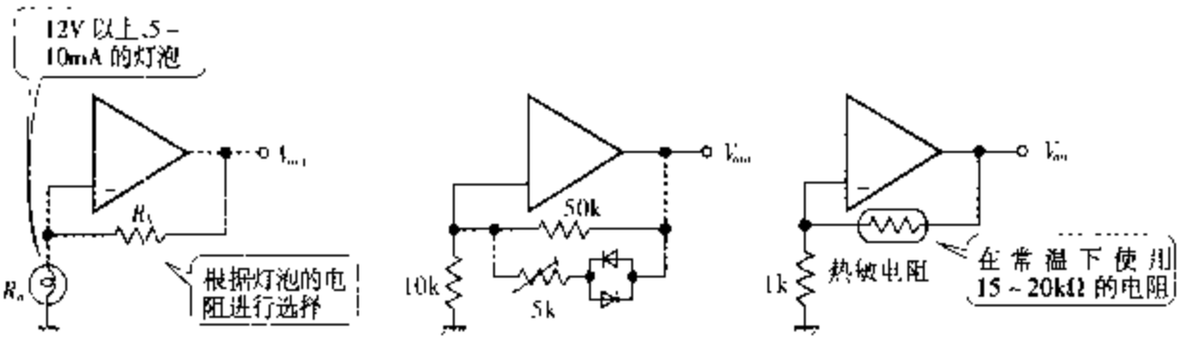


图 6.31　文氏电桥电路



(a) 要求白炽电灯在工作时电阻变化大，选择这样的灯泡很困难

(b) 通过二极管限幅器来表现二极管的温度特性，电路简单

(c) 靠热敏电阻进行温度补偿

图 6.32 振幅稳定的方法

但是，各状态发生变化后，如果放大倍数 = 3 不成立，就不能进行最佳振荡。为了稳幅，要求电路能自动地对 R_a 或 R_b 进行调整。

这里就采用 FET(场效应管) 的 AGC(自动增益控制) 方式进行说明。

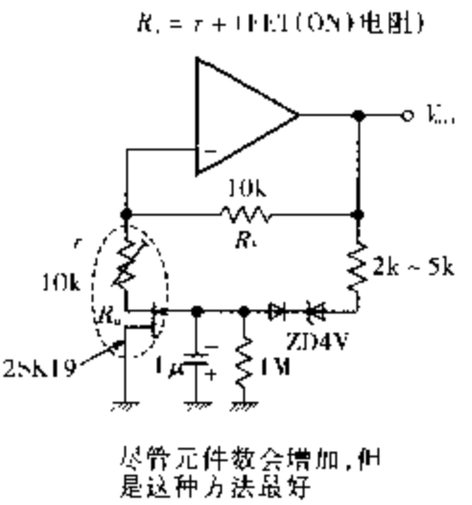


图 6.33 用 FET 进行振幅的稳定化

关于由 AGC 进行的振幅稳定化

选择这样的 R_b 和 R_a，使得振荡时 $R_b / R_a > 2$，不振荡时 $R_b / R_a < 2$。如果 FET 选用 2SK19，则可求得如图 6.33 所示的元件值。**调整 r 直到获得正弦波为止。**

可以使用什么样的运算放大器呢?

这里假设输出频率为 10kHz，最大振幅为 20 $V_{p\text{-}p}$，那么需要多大转换速率的运算放大器呢? 求解如下。

由 $A \cdot \omega = SR$ 可得

$$20 \cdot \pi \cdot 10 \times 10^3 \approx 0.63\text{V} / \mu\text{s}。$$

即如果运算放大器的转换速率不在 0.63V / μs 以上，则不能

使用。一般地，μA741 不超过 10kHz，LM301 补偿后不超过 100kHz。

实际电路(如图 6.34 所示)。

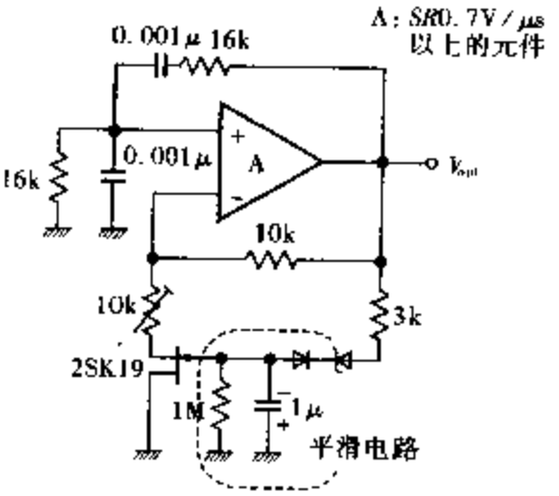


图 6.34　10kHz 振荡电路

在元件的设计上，考虑到大容量的电容器不易购到（薄膜至多能达到 10μF 左右），将设计得大一些比较符合实际。但是，R 的上限也只能几十兆欧左右，一般使用 100kΩ 左右的电阻比较合适。如果要使用比这还要大的大电阻，运算放大器应选用 FET 型。此外，下限要受振幅稳定元件的控制。使用 FET 的 AGC 电路，由平滑电路的时间常数可知，振荡频率可达几赫。灯泡、热敏电阻等温控元件，由于热传导的原因，振荡频率至多可小到 20Hz 左右。

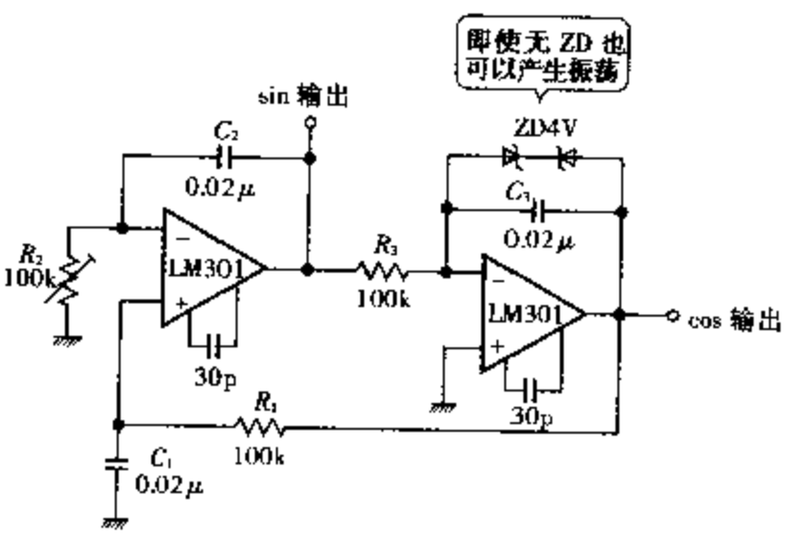


图 6.35　正交振荡器

(2) 二相振荡电路(正交振荡器)

到现在为止的振荡器都是由单个运算放大器构成的。但正交振荡器则是由多个运算放大器构成，并且能输出两个相位相差90°的波形。这种电路的原理是将三个积分器串联连接，让它产生振荡。电路如图 6.35 所示。

振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}$$

这里

$$R_1 = R_2 = R_3 = R$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C$$

但是，就这样不加修改的话，不能产生满意的振荡；要想产生满意的振荡，由固定电阻和可变电阻相串联构成 R_2 进行微调。由于输出振幅的大小是由 ZD 来实现的，所以失真会变得大一些。

(3) 方波振荡

图 6.36 为一个靠 CR 充放电来实现的自激多谐振荡器。**振荡频率**为 $f_0 = 1/\left[2RC\ln\left(H\frac{2R_a}{R_b}\right)\right]$。并设

$$K = \frac{2}{2 + R_b/R_a}$$

如果让脉冲宽度 $\tau = CR$，即 $f_0 = \frac{1}{2RC}$，则由 f_0 的关系式可得 $\ln\left(1 + \frac{2R_a}{R_b}\right) = 1$，进而求得 $K = 0.6321$。如果 $K = 0.8646$，则用同样的 CR 会使振荡周期变成 2 倍，$K = 0.9502$ 会使振荡周期变

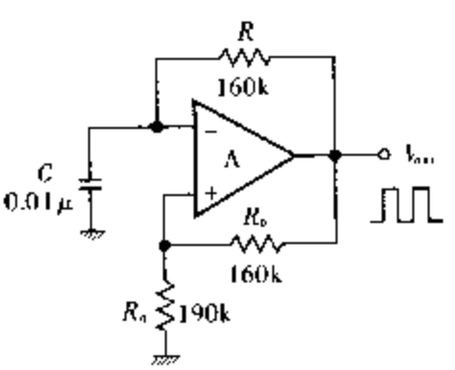


图 6.36 方波振荡器

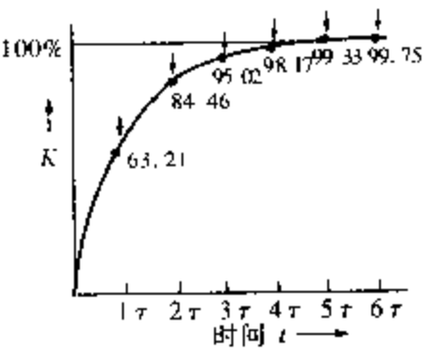


图 6.37 充电时间常数

成3倍(图6.37)。但是,由于转换速率方面的原因,μA741在电源为±12V条件下不会超过2kHz左右,LM301在电源为±12V条件下不会超过20kHz左右(LM301:相位补偿之后)。

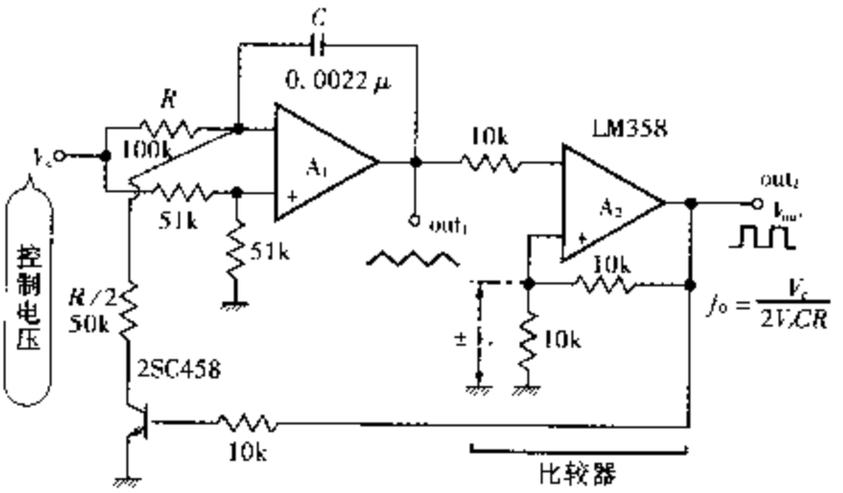


图6.38　VCO电路

(4)　压控振荡器(VCO)

图6.38是VCO电路图。A_1为积分器,A_2为具有迟滞特性的比较器。控制电压V_c为$0 \leqslant V_c \leqslant 2(V^+ - 1.5)$。振荡频率为$\frac{V_c}{2V_rCR}$,其中$V_r$为比较器的基准电压。

这里如果V_{out}等于±10V,则$V_r = \pm 5$,f_0在$V_c = 5$V时约为2.3kHz(这种电路也必须注意运算放大器的转换速率)。这种类型的VCO一般不用运算放大器组装,而是用单片化的函数发生器集成电路(NE566等)来制作。

6.3 采样保持电路与峰值保持电路

6.3.1 采样保持电路

需要短暂保存随时间变化的模拟信号时使用这种电路。电路基本上由**采样脉冲发生电路、开关、保持电压的电容器和电压跟随器组成**。在设计电路时，表 6.1 所示的许多问题都需要考虑。但是，在这里只对精度要求不太高的电路的采样时间和保持时间进行考虑。图 6.39 是一个采样保持电路的例子。A_1 是提高输入阻抗的电压跟随器。SW_1、SW_2 采用导通电阻低而断开电阻大的 FET，这里使用 2SK43。

表 6.1 采样保持电路应考虑的问题

由失调引起的误差
由温度漂移引起的误差
电源电压变动的影响
共模输入噪声
增益误差
采样率等

● **采样时间(稳定时间)**。如果运算放大器 A_1 的输出电流容量足够大，采样时间由 SW_1、SW_2 的导通电阻和 C 的充电时间、A_1 的转换速率等决定。假设 2SK43 的导通电阻为 100Ω，则 $\tau = 2 \times$

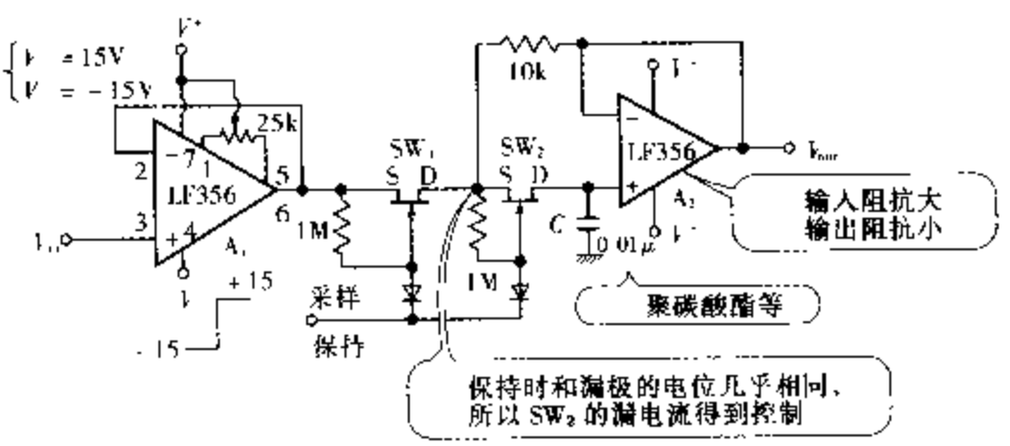


图 6.39 采样保持电路

$100 \times C = 2\mu s$，C 按照这一时间常数充电。要想使充电达到 99% 以上才结束，则需要 $9 \times \tau$ 的时间，这里为 **$18\mu s$** 以上（LF356 的转换速率**最小值为 $10V/\mu s$**，已足够满足这个需要。

● **保持时间**。这个参数由 C 的漏电流、运算放大器 A_2 的偏置电流、SW_2 的漏电流等决定。这里可以使用的电容器是**由一些漏电流和介电吸收都很小的材料**，即聚四氟乙烯（塑料）、聚乙烯或者聚碳酸酯等做成的电容器。这里假定保持电压的下降量控制在 ±1mV，并只考虑运算放大器的偏置电流，则由

$$\Delta V = \frac{I_B}{C} \cdot t \quad \text{可得} \quad t = \frac{\Delta V \cdot C}{I_B} = 2\text{S}(\text{LF356的}I_B\text{最大为}50\text{pA})$$

在这里使用的是 FET 输入运算放大器，当精度要求很高（要求长时间保持）时，应同时选用 I_B 很小的运算放大器和电容量很大的 C。如这样做仍然不能保证精度时，则需要像如图 6.40 所示的那样，用防护圈防止衬底的泄漏。假设保持时间为 100ms，精度为 ±1mV，反过来可求出偏置电流为

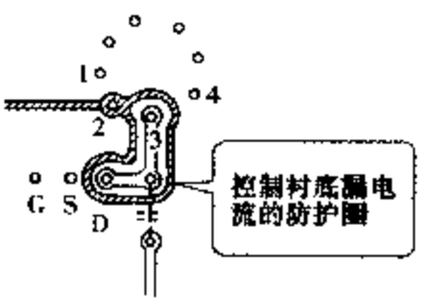


图 6.40　保持电路的保护圈

$$I_B = \frac{\Delta V \cdot C}{t} = 0.1\mu\text{A}$$

这一结果表明，连 LM308 都可以充分地满足要求。而现在有专用集成电路 HA2425、LF398 等，用 2～3 个外接元件就可以满足高精度的要求。

6.3.2　峰值保持电路

图 6.41 为峰值保持电路，将采样保持电路的开关换成了二极管即可得这个电路。当 D_3 的输入电压不比保持电压大时，A_1 的增益为 1，用作电压跟随器，这样电路能稳定工作。无论是 C 还是它的漏电流需要注意的问题都和采样保持电路相同。此外，当在要求的频率范围内不能稳定地工作时，可以接入一个与 D_3 并联

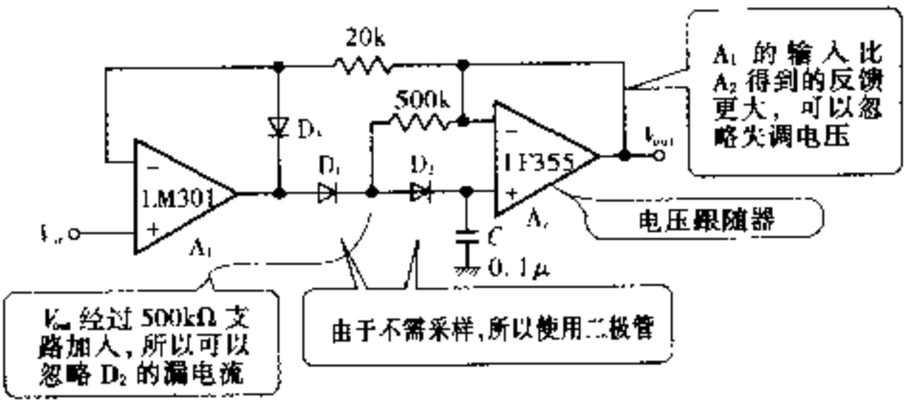


图 6.41 峰值保持电路

的几十皮法的电容器。当出现尖峰脉冲噪声时，可以接入一个与 D_3 串联的 100kΩ 左右的电阻。

6.4 提升电路

6.4.1　电流提升电路

从运算放大器可以获取的电流一般只有几毫安左右（即使短路也只有 25mA 左右）。但是，常常期望得到比这大的电流，这时需要采用电流提升电路。图 6.42 是这种电路当中最简单的一种。用这个电路可以获得 100mA 左右的电流，这样就已达到了实用程度。由于晶体管工作在 **B 类状态**，会产生如图 6.43(a)所示的**交叉失真**。要想减小这种失真，可以如图 6.44 所示，将反馈环从运放的输出端改接到电路的输出端。

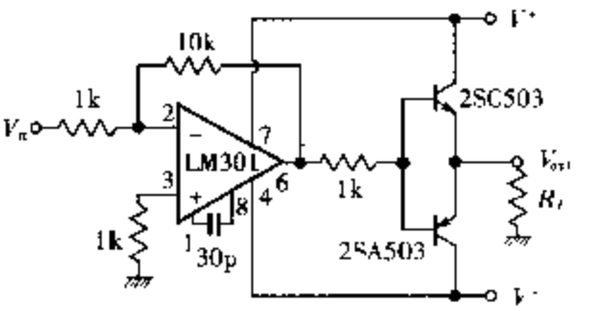
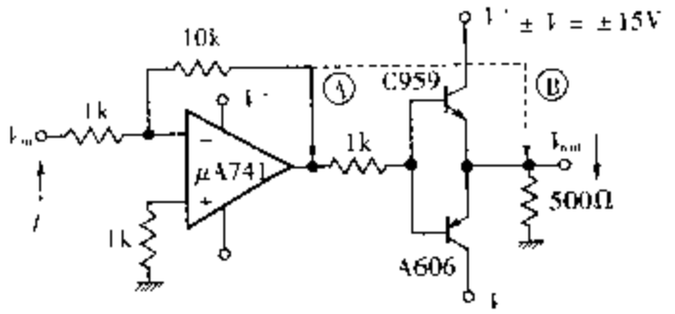


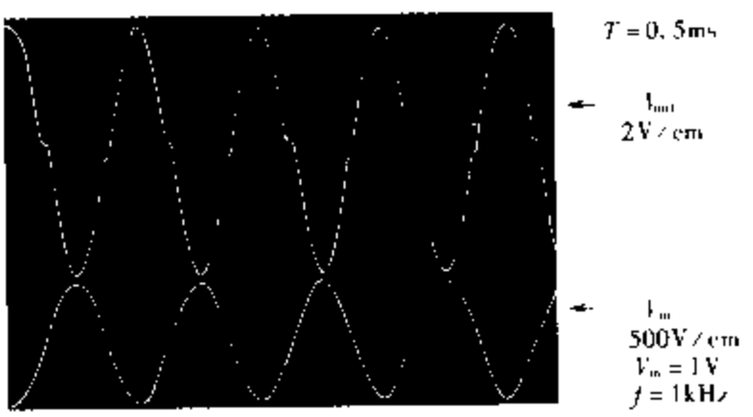
图 6.42　电流提升电路

这样做后，在闭环增益可以达到较大的频率区间内，失真会变得相当小（因为闭环增益量变成了 1）。但是，即使这样做仍然会产生失真。要想进一步消除失真，可让晶体管工作在 **AB 类状态**，如图 6.45 所示，即静态时，给晶体管加入一定的小偏置。这种提升电路应注意的是晶体管的集电极损耗。现在假定负载电阻为 100Ω，则晶体管的最大消耗功率（集电极损耗）为

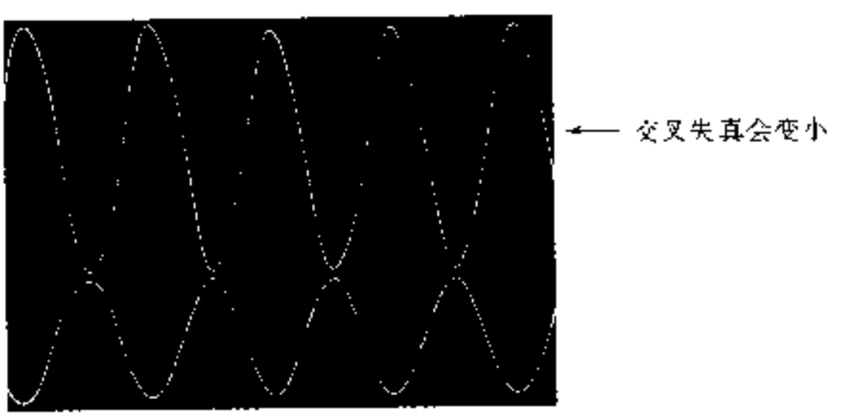
$$0.2\left(\frac{1}{2}\cdot\frac{V_o^2}{R_L}\right)=144\text{mW}$$

选用的晶体管的最大耗散功率必须大于上述数值。另外，电流提升电路由于通过电源线进行反馈，常常会导致异常振荡。在这种情况下，可在运算放大器的电源以及提升器中接入旁路电容器。





(a) 在①点的反馈



(b) 在Ⓑ点的反馈

图 6.43 通过提升器改善交叉失真

如果这样做仍然会产生振荡，那只好用别的方法取代运算放大器的电源。根据提升电路需要，可用达林顿(Darlington)电路。如果输出电流只需达到几百毫安左右，那么就可以用功率运算放大器制作，这样制作的电路更简单明了。

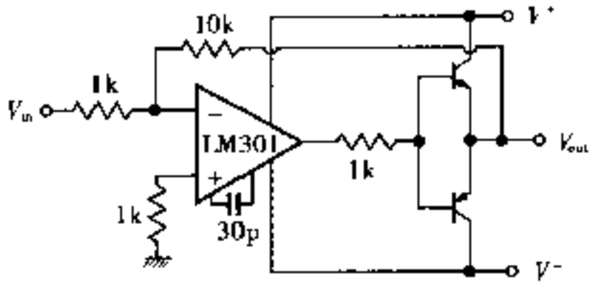


图 6.44　电流提升电路

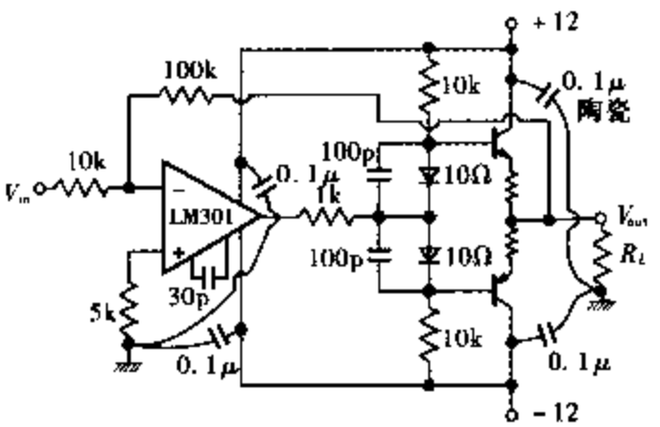


图 6.45　AB 类工作电路

6.4.2　电压提升电路

图 6.46 为一个可以获得 ±100V 左右的输出电压的提升电路。它由耐高压的晶体管构成并由运算放大器驱动。当输出短路时，Q_3、Q_4 对 Q_5、Q_6 进行保护。输出短路会导致出现大量的热，因此，必须进行良好的散热。R_2/R_1 为提升器的放大倍数，这里为 10。若没有 R_1 和 R_2 这个反馈环，有可能产生锁定。另外，当运算放大器的输入电压超过电源电压时，运算放大器会受到破坏，所以，需要加接由二极管组成的保护电路。如果输出电压只需达到 ±30V 左右，那么可用耐高压运算放大器制作，而且制作的电路更加简单明了。

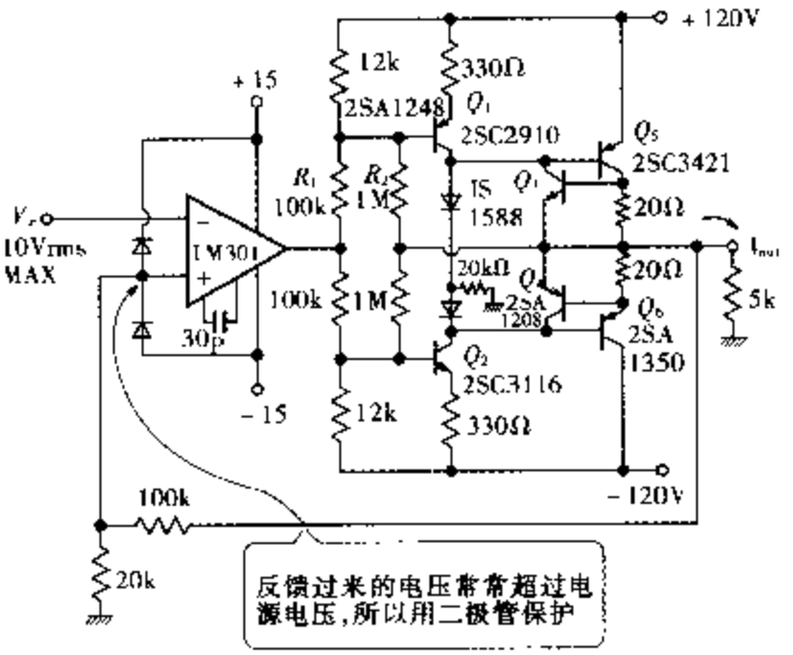

+120V
12k
330Ω
+15
2SA1248
Q_1
2SC2910
Q_5
2SC3421
R_1
100k
R_2
1M
IS
1588
Q_4
20Ω
V_{in}
10Vrms
MAX
LM301
20kΩ
Q_3
2SA
1208
Q_6
2SA
1350
V_{out}
5k
100k
1M
30p
Q_2
2SC3116
-15
12k
330Ω
-120V
100k
20k
反馈过来的电压常常超过电源电压,所以用二极管保护

图 6.46 电压提升电路

6.5 电源电路

6.5.1　制作基准电源

制作基准电源可以用运算放大器和稳压二极管或 FET 等来制作。这里介绍几个满足一定要求的实用电路。

(1)　用场效应管实现稳定化

图 6.47 所示的稳定化电路利用了 FET 的恒流特性和在某栅压区间内漏极电流不随温度变化而变化（温度系数为零）的性质。调整 P_1 可使 FET 的温度系数为零(补偿温度漂移)。P_2 用来调整输出电压。如果设 $R_1 = R_3$, 因运算放大器反相端和同相端电位相同,则 I_1 和 I_3 相等。于是,可求得输出电压 $V_{out} = (R_2 + R_3 + r_2) I_0$。如果 $V_{out} = 10.000$V,则精度可达到 $\Delta V_{out}/\Delta T = \pm 0.002\%/℃$。注意需选用漂移小、温度跟踪性能好的电阻。这里使用的运算放大器消耗功率大(约为 500mW), 所以, 如果担心运算放大器自身会发热, 可采用 LM4250 等可编程运算放大器, 以降低运算放大器的消耗功率。接在输出端的负载如果不足 MΩ 数量级, 则误差会很大。

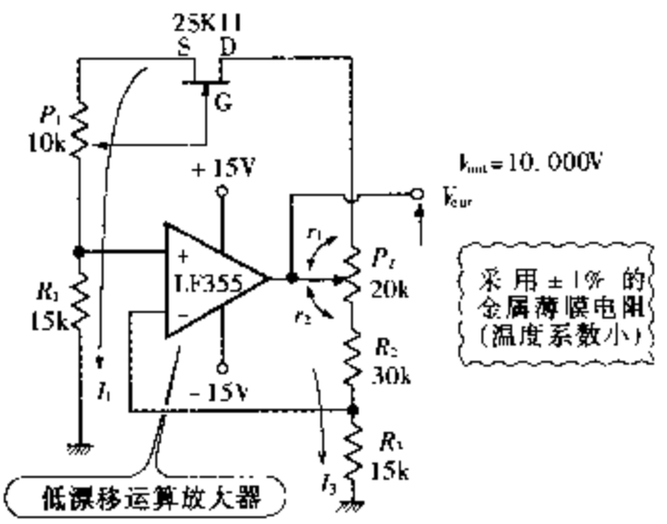


图 6.47　通过 FET 进行稳定化

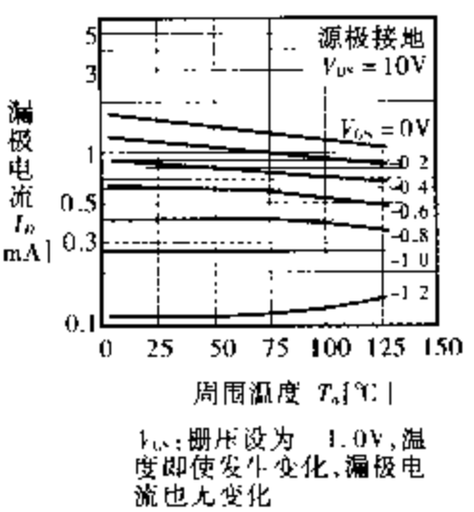


图 6.48　FET(2SK11)的温度特性

(2) 用齐纳二极管进行温度补偿

图 6.49 为一个在运算放大器的反馈环中连接有温度补偿型的稳压二极管的基准电压源。由

$$R_0 = \left| \frac{V^- - V_{out}}{I_Z} \right|$$

$$V_{out} = V_r\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$$

$$R_1 = \frac{V_r \times R_4}{I_B \times R_2}$$

可求得 $R_0 = 400\Omega$ 左右，$R_3 / R_2 = 2/3$ 若 $R_3 = 12\text{k}\Omega$，则 $R_2 = 18\text{k}\Omega$。此外还可得 $R_1 = 800\Omega$。

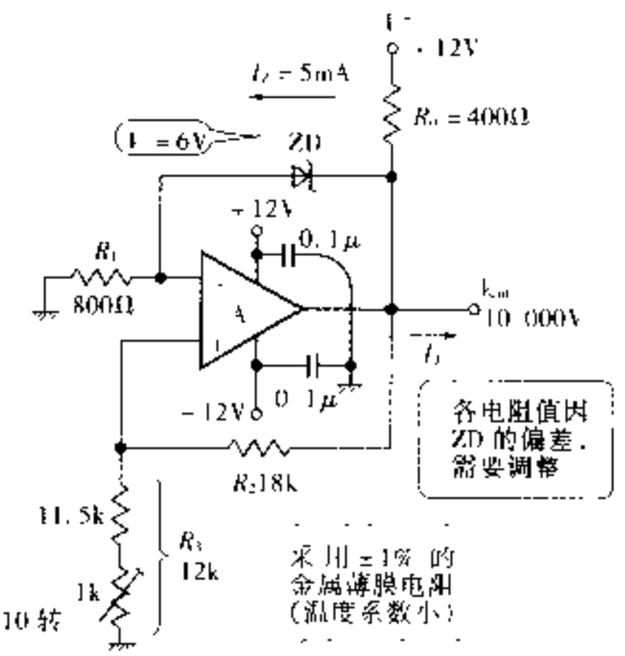


图 6.49 基准电源

这里假定使用温度系数较小的电阻元件，输出电流即使达到 1～2mA 左右，对精度的影响也很小，精度可以达到 0.0002%/℃ 左右。如果将 ZD 和 V^+ 的极性交换，就可以变成负电源。如使用高度稳定的旁热型集成电路基准电压（LM399…）替代 ZD，则可以不必考虑由 ZD 引起的温度漂移。如果使用专用集成电路基准电源（MC1403…），则会更加方便。

6.5.2　最简单的稳压电源

图 6.50 为用运算放大器制作的能稳定输出 5V 的最简单的电源电路。该电路通过让 FET 恒流工作，向 ZD 的代用品晶体管提供恒定电流。用 1kΩ 的 *VR* 将 *I* 调整到 1 至几毫安之间。这里可获得几百毫安的输出电流。如果接上限流保护电路，则这一部分的电路将变成图 6.51 所示的电路。

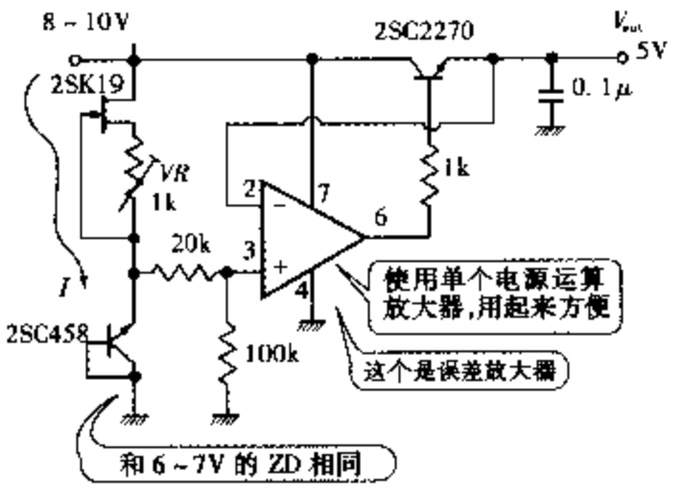


图 6.50　稳压电源电路

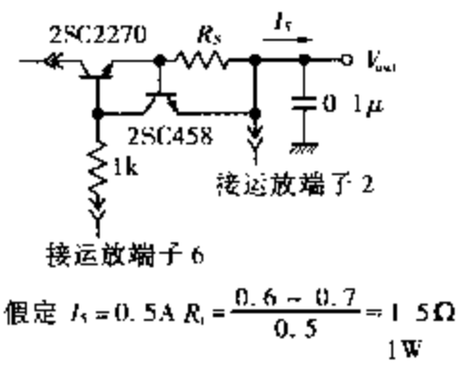


图 6.51　过电流保护电路

6.6 伺服电机驱动电路

6.6.1 由功率提升器驱动

驱动直流伺服电机仅使用运算放大器是不能驱动的，需要使用功率提升器。这种电路中最简单的电路如图 6.52 所示。用这个电路可以驱动 DC12V1A 程度的电机。根据输入电压 V_{in} 的极性可以进行正转和反转。这样就已达到了实用程度，但一般要进行失调调整。这里使用的二极管用作 Q_1 和 Q_2 的偏置，采用的是 100V、2～3A 左右的二极管。晶体管是互补晶体管，其参数为 $V_{CBO}=100V$、$I_c=3A$、$P_c=20W$ 左右的晶体管可以使用。一般地，小型伺服电机不需要功率提升器，采用功率运算放大器即可，可使电路变得简单明了。在图 6.52 中，若不能充分驱动 Q_1、Q_2，则 Q_1、Q_2 需要进行达林顿(Darlington)连接。在前一节提升电路中已提到过电流保护电路，但是，安装这种类型的电路时，要注意伺服电机的起动电流有时会使保护电路工作，而电机自身却没启动。

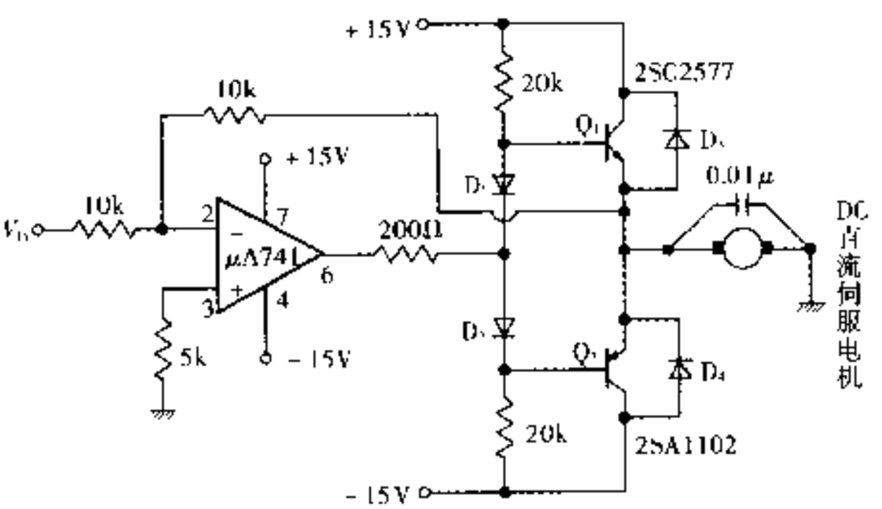
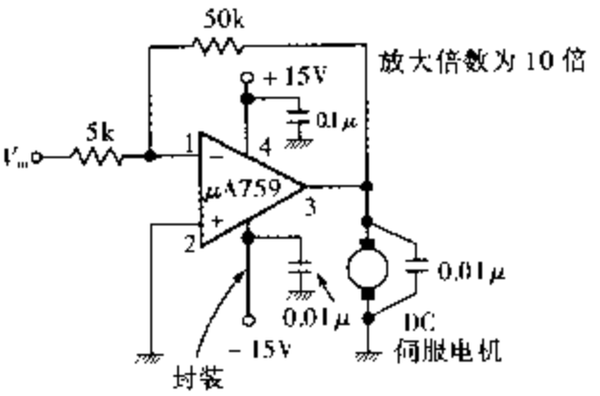


图 6.52 直流伺服电机驱动电路

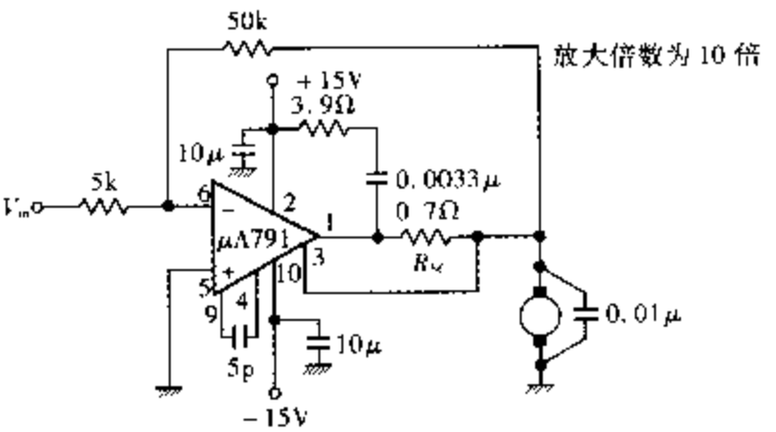
6.6.2　由功率运算放大器驱动

小型直流伺服电机和交流伺服电机的驱动如果采用功率运算放大器，会感到很方便。图 6.53、图 6.54 为直流伺服电机的驱动电路，而图 6.55、图 6.56 为交流伺服电机的驱动电路。



最大输出电流在 300mA 以内

图 6.53　直流伺服电机驱动电路



R_S = 0.7Ω 时，输出电流在 1A 以内
R_S = 1.4Ω 时，输出电流在 500mA 以内

图 6.54　直流伺服电机驱动电路

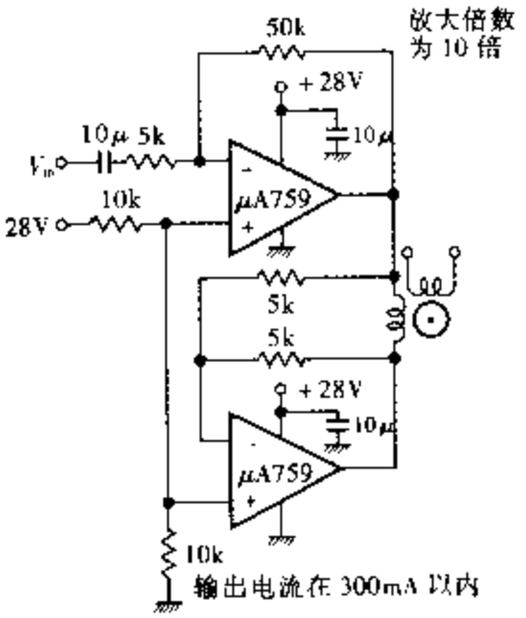


图 6.55 桥式交流伺服电机驱动电路

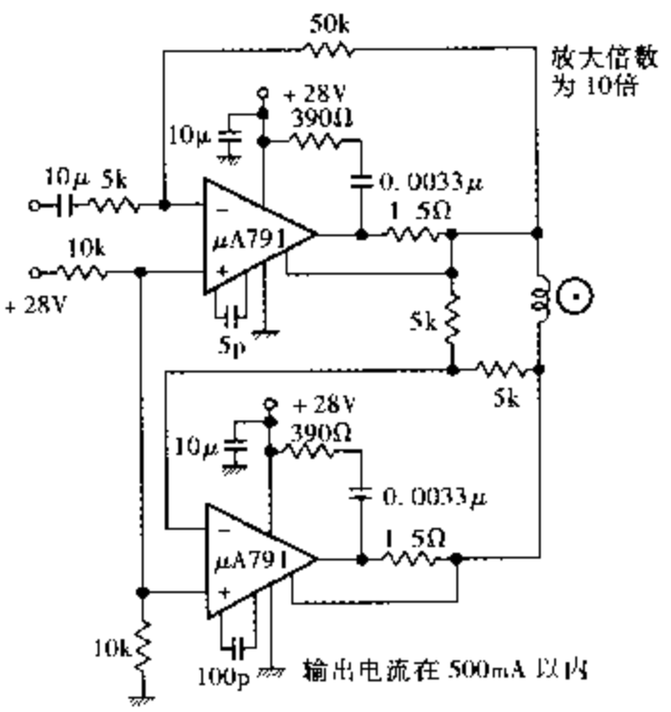


图 6.56 桥式交流伺服电机驱动电路

本章小结

(1)　滤波器在原理上跟筛子一样，是对频率进行选择的电路。

(2)　用运算放大器组成的有源滤波器可以获得增益，优点很多，然而最大的缺点是需要电源，能处理的功率小，使用频率上限由运算放大器决定等。

(3)　如果根据特性来对 LPF、HPF 进行分类，则有三种类型：巴特伍兹、贝塞耳和切比雪夫。

(4)　滤波器和保持电路需使用精度高且受时间变化影响较小的电阻器。

(5)　滤波器施加反馈过深，有可能导致振荡。

(6)　振荡电路需要振幅稳定，常常使用热敏电阻和齐纳二极管等。

(7)　保持电路是短时间(毫秒级程度)地保持模拟电压不变的电路。

(8)　保持电路中需使用漏电流小的电容器，使用具有输入电阻大、偏置电流小的运算放大器。在将电容器之类的元件安装到保持电路中时，要注意漏电流问题。

(9)　提升电路会产生交叉失真，需要引起注意。

Ⅶ

集成运算放大器的电路构成与原理及使用时的注意事项

集成运算放大器是可以进行运算的直流放大器，但开发它的主要目的是为了进行模拟计算。如果放大倍数为1，连1MHz左右的交流信号也能处理。与用分立元件构成的电路相比，它具有稳定性好、电路计算容易、成本低等很多优点，因而被广泛应用于许多领域。那么，这种集成运算放大器究竟是怎样构成的呢？本章不打算从深层次角度去解答这一问题，而是从知道后会觉得方便些的想法来探讨它的内部构造。在用运算放大器组装电路时，经常会碰到一些麻烦，这时，希望大家能参考本章介绍的关于运算放大器各个方面的注意事项。

7.1 运算放大器的内部构造

7.1.1 集成运算放大器的演变历史

集成运算放大器是**线性集成电路中最通用的一种**。线性集成电路的使用范围很广，但要标准化比较困难。而集成运算放大器与整个线性集成电路相比，在使用范围上相对较窄，因而标准化比较容易。按照标准化要求，集成运算放大器吸收了现存线性集成电路中相当大的一部分内容。集成运算放大器中有相当大的一部分产品都是**非原创品**，甚至可以说使用的都是这些非原创品。集成运算放大器的第一个实用产品 **μA702** 的内部电路如图 7.1 所示。这种集成运算放大器不使用 pnp 晶体管，全部用 npn 晶体管制作。该集成运放具有共模输入电压低、输出振幅小、容易振荡等缺点。后来发表了改进这些缺点的 **μA709** 产品。μA709 的内部电路如图 7.2 所示。μA709 用得很广泛，至今仍在使用。但是，μA709 有如表 7.1 所示的许多问题。

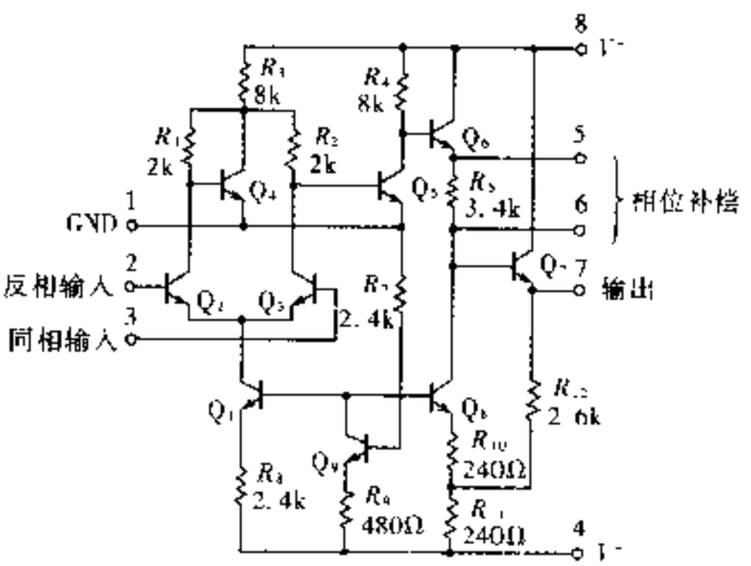
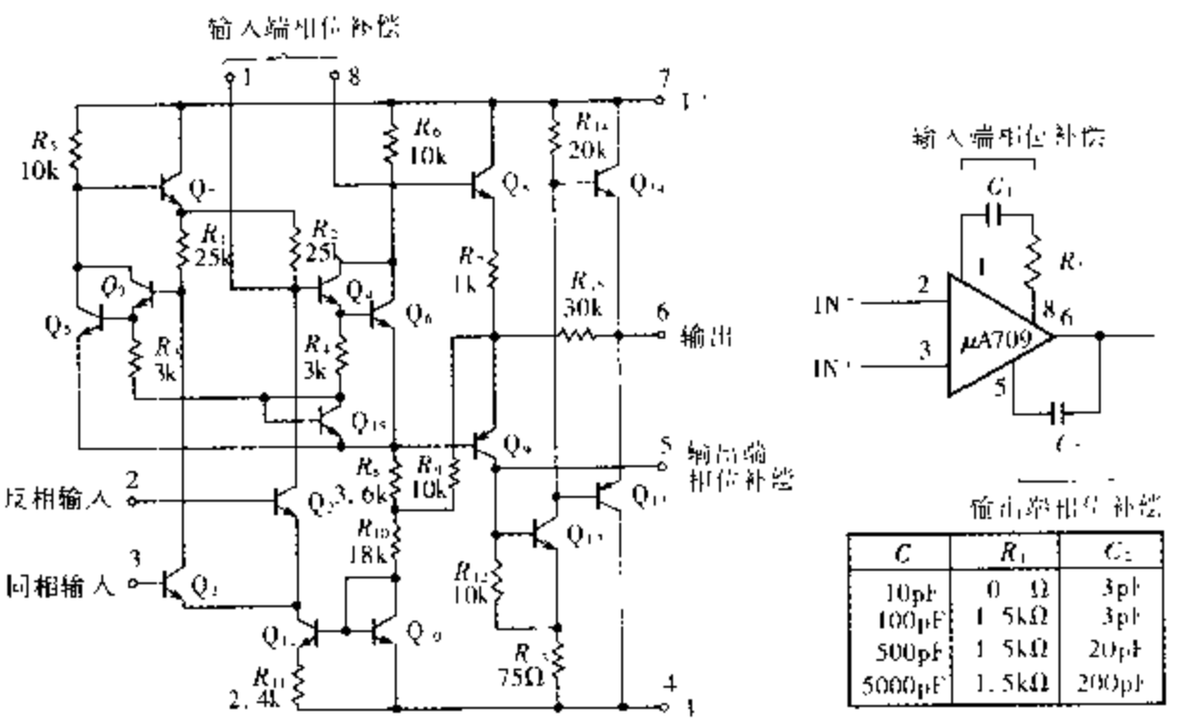


图 7.1 μA702 电路(选自 FC 规格表)

μA709 推出大约 3 年后，发表了解决这些问题的运算放大器 **μA741**。这个产品能进行输出短路保护，消除了锁死现象，可以在内部进行相位补偿，失调补偿可以简单地通过在外部连接可变电阻来进行。

表 7.1 μA709 存在的问题

- 没有输出短路保护电路
- 需要外接 3 个元件进行相位补偿
- 转换速率小，仅为 0.25V/μs
- 共模输入电压小，仅为 ±10V
- 没有用于失调补偿的端子
- 差动输入电压小，仅为 ±5V
- 常常发生锁死现象



C	R_1	C_2
10pF	0 Ω	3pF
100pF	1.5kΩ	3pF
500pF	1.5kΩ	20pF
5000pF	1.5kΩ	200pF

图 7.2 μA709 电路(选自 FC 规格表)

就在同一时期，国家半导体公司发表了 LM301 产品。这个产品差不多与 μA741 具有相同的特性，但相位补偿需要在外面连接一个电容器，通过改变这个电容器的值来改变带宽，也可以通过前馈相位补偿的方法来扩展带宽，因此有比 μA741 容易使用的地方。图 7.3 和图 7.4 分别是 μA741 和 LM301 的内部电路图。其他

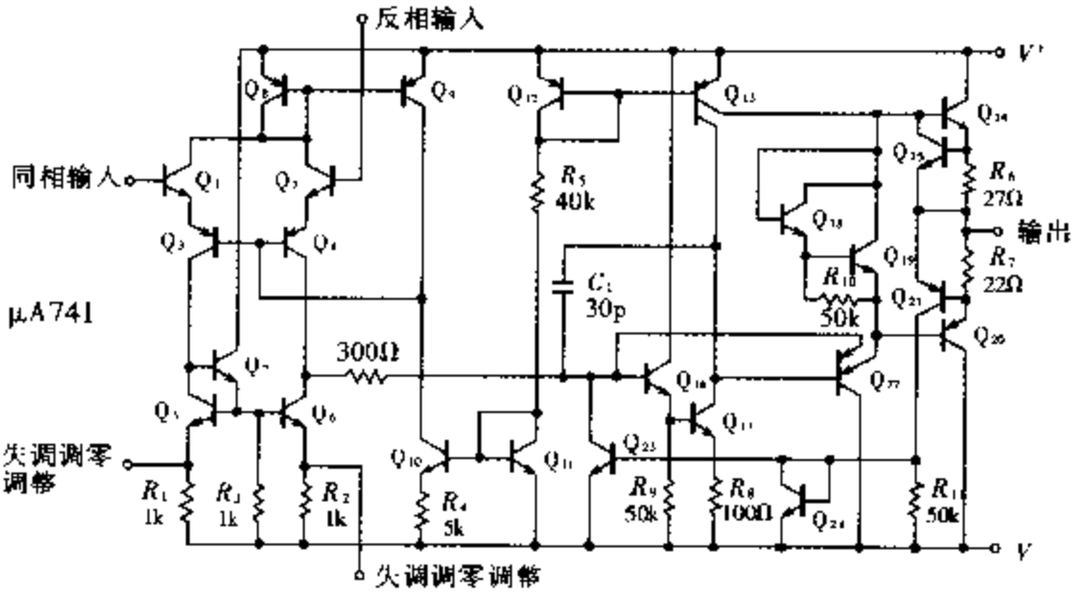
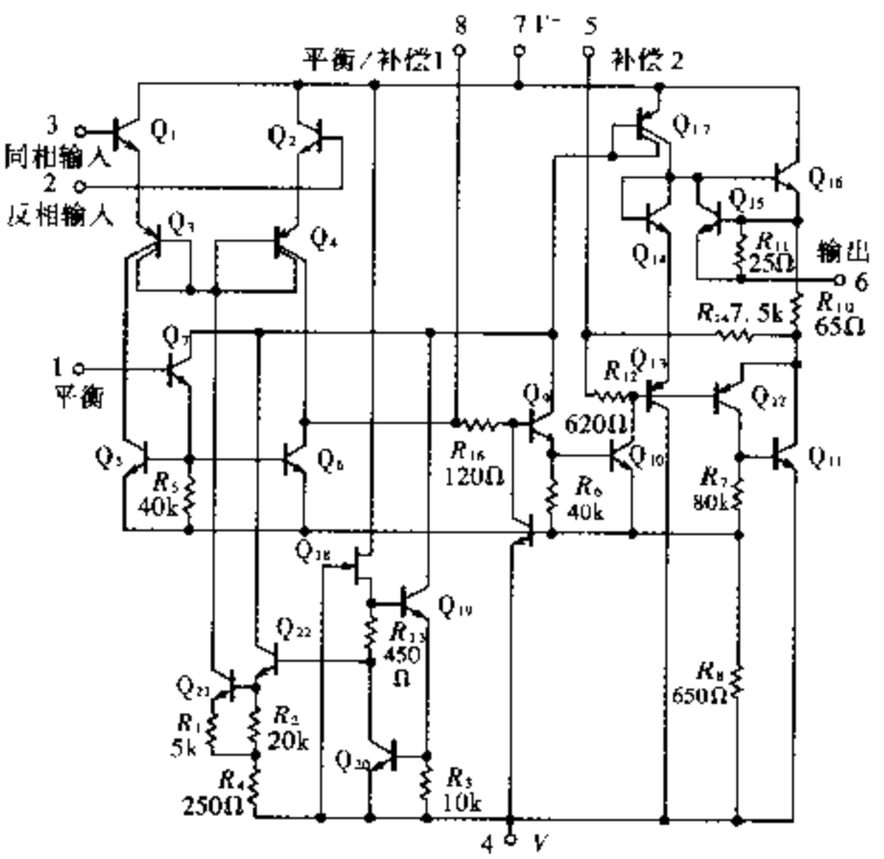


图 7.3 μA741 电路(选自 FC 规格表)

的运算放大器可以说大多数是以 μA741 为基础,进行了高性能化(高精度、高输入阻抗、宽频带、低漂移、小偏置电流、功率微型化、可编程)、复合化(双重、四重)的改造。此外,诺顿运算放大器(电流差动输入运算放大器)也发表了几种。将运算放大器设计成采



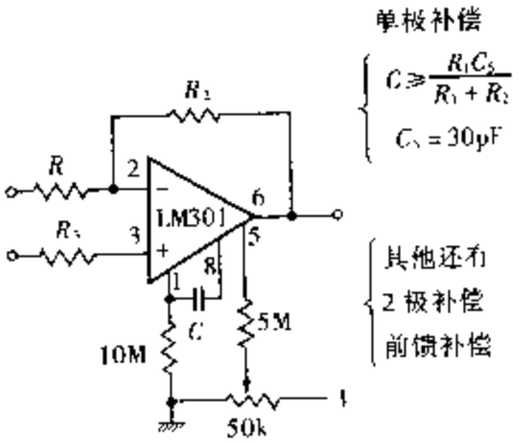


图 7.4 LM301A 电路(选自 NSC 规格表)(金属管壳封装)

用单电源而不是双电源的产品也很多。以上谈的是**单片运算放大器**,**非单片混合运算放大器**也发表了很多。

7.1.2 运算放大器电路的基本构成

芯片内制作线圈几乎不可能,电容器也只能制作小容量(几十皮法左右就达到了制作限度)的。所以,运算放大器也就是用晶体管和电阻构成的**直接耦合放大器**(直流放大器)。它的构成可用图 7.5 的方框图来表示。

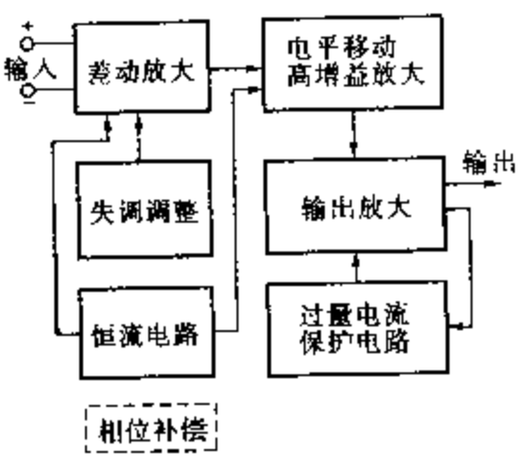


图 7.5 运算放大器的电路构成

7.2 运算放大器输入级电路

7.2.1 差动放大器

开发运算放大器的主要目的是为了模拟计算机的运算放大，电路采用**直流耦合**（如果从制造工艺的角度来考察线性集成电路的话，制作大容量的电容器很困难，电路不得不采用直流耦合，另外制作线圈也很困难）。这种直流耦合与电容器耦合（**交流耦合**）相比，不仅能直流放大，而且高频特性也不坏，所以常常被模拟信号系统中的自动控制部分所采用。直流耦合放大器（直流放大器）的输入级采用差动放大电路。图 7.6 就是输入级的基本电路。

(1) 差动放大器的工作原理

在图 7.6 中，Q_1、Q_2 的集电极与负载电阻相接，两个发射极被连在一起后，与恒流源相接。Q_1、Q_2 的发射极电流 $I_{e1}+I_{e2}=I_E$，而 I_E 为恒流源。于是，一方 I_e 为 I_E 与另一方 I_e 之差，所以称它为差动放大器。

输入信号加到 in_1 和 in_2 中，输出 V_{out} 可从 out_1、out_2 获取。这时输出与输入之比称为**差动增益**。**在单端输入情况下**，输入信号加到 in_1 或 in_2 与地之间，不用的输入端子与地相接。如果这时将输入端晶体管的集电极与地之间的电压作为输出，则与差动输入相比，能获得 $V_{out}/2$ 的输出电压。$V_1=V_2=V_c$ 时的输入称为**共模输入**，噪声等就相当于这种输入。尽管理论上共模输入时集电极之间的输出 V_{out} 不会出现，但实际上各个集电极与地之间会有输出出现。假设在共模输入情况下集电极和地之间

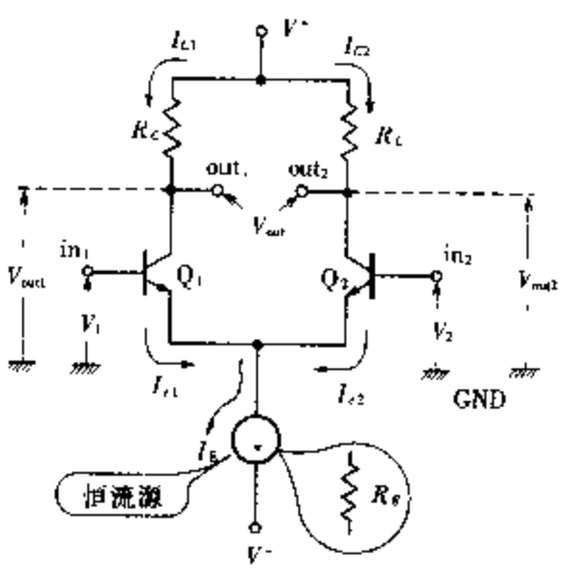


图 7.6 运算放大器输入级电路

的输出电压关系为 $V_{out1} = V_{out2} = V_{c0}$，则 V_{c0} 和 V_c 之比称为**共模增益**。运算放大器都尽量使共模增益变小。要想减小共模增益则应加大图 7.6 中恒流源的输出电阻 R_E。如果 R_E 采用电阻器，则电阻值不能做得很大，而采用恒流源可制作所需大小的 R_E。

(2) 差动放大器的特征

差动放大器与图 7.7 的一般放大器相比，差动放大器使用的晶体管的数目要多几个，但稳定性非常好，在使用时可以不必担心稳定系数，能进行直流放大，有很强的抑制共模输入（噪声）能力等，优点很多。但是，也存在着一些缺点，如电源需要两个（若只是交流放大，单个也可以），电源的利用率低等。图 7.7 为电流放大，而差动放大器是电压放大。由于差动放大器基极也需要有电流流入，所以输入电阻不如使用 FET 等元件那么大，但还是比单个晶体管放大器的输入电阻大。

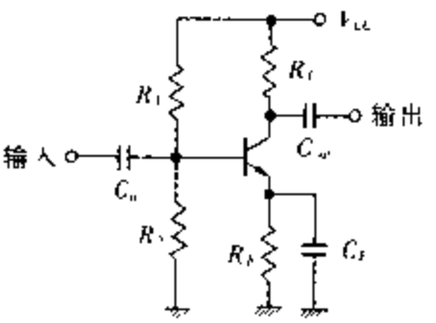


图 7.7 单管晶体管放大器

7.2.2 恒流源

为了使运算放大器输入级电路（即差动放大器）的共模增益变小，必须使接在差动放大器发射极的电阻变大。但这样做会使差动增益发生变化，所以一般用恒流源取代电阻。要制作稳定性好的差动放大器就必须要有稳定性好的恒流源。图 7.8 为恒流源的基本电路，通过 R_1、R_2

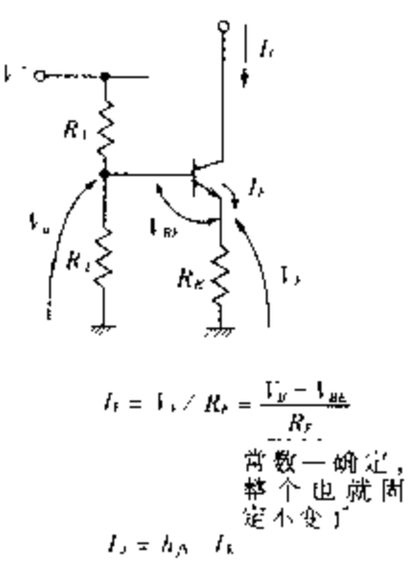


图 7.8 恒流源的基本电路

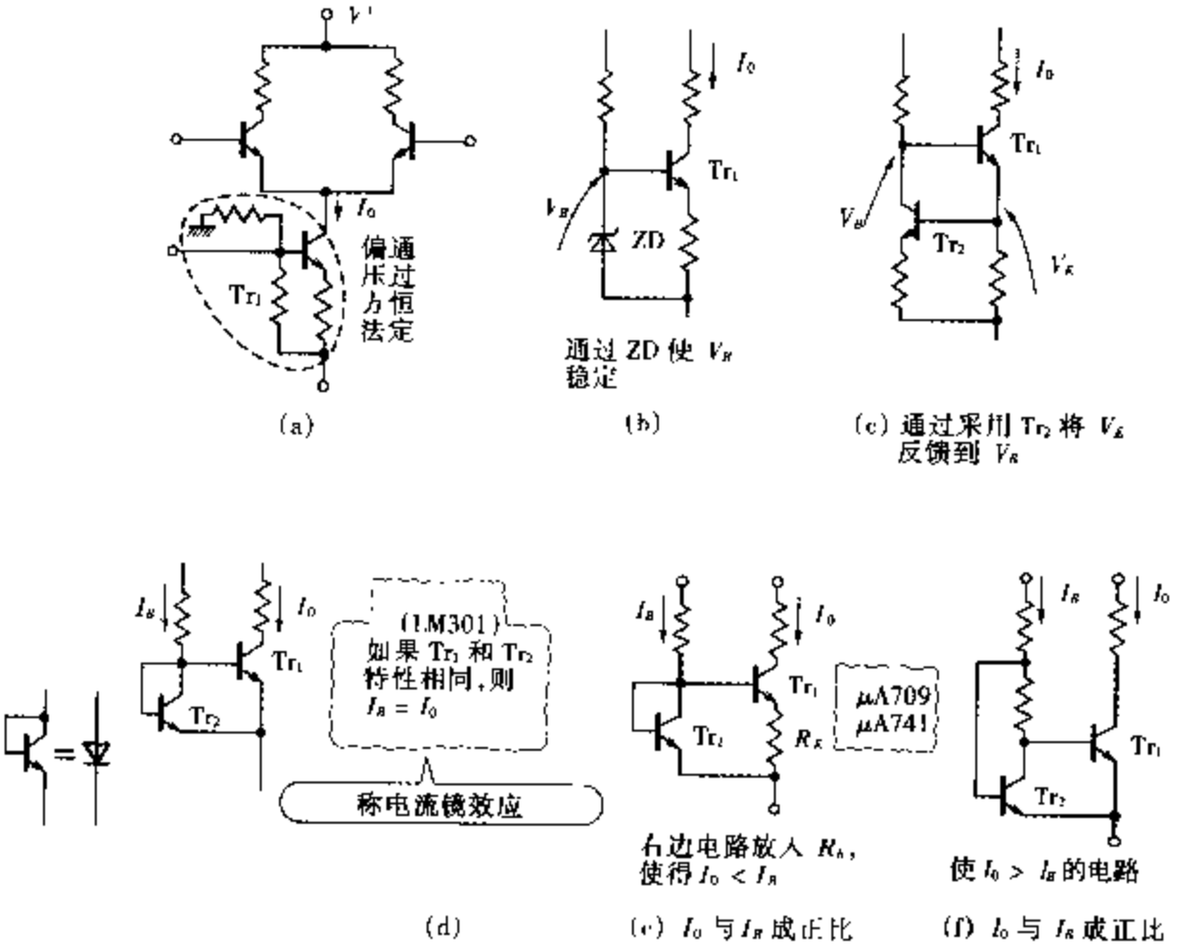


图 7.9　各种恒流电路

将恒定电压加到差放的是晶体管基极上使其集电极电流恒定不变。图 7.9 是在运算放大器中使用的各种恒流电路。LM301 等使用的恒流电路是利用镜像效应来达到恒流效果的。

下面说明图 7.10 的电流镜像电路中 $I_0 \approx I_B$ **的原因**。

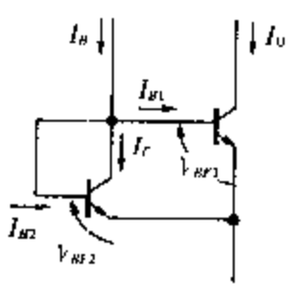


图 7.10　电流镜电路

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} + I_c$$

由于两个晶体管特性相同，所以

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B',\ h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe}$$

$$I_B = 2I_B' + I_c \qquad I_c = h_{fe} \cdot I_B'$$

$$I_B = 2I_B' + h_{fe} \cdot I_B'$$

因此

$$I_0 = h_{fe} \cdot I_B' \leftarrow \text{用 } I_B' \text{ 替代 } I_{B1}$$

所以

$$I_0 = \frac{h_{fe}}{2 + h_{fe}} \cdot I_B$$

若 $h_{fe} \gg 2$，则 $I_0 \approx I_B$。

7.2.3 用晶体管制作的二极管

在集成运算放大器中，二极管多数情况是用来产生电平移动和偏压。电路中并不直接采用二极管，而是将制作好的晶体管连接成二极管（这个与集成电路的制造工艺以及二极管正向压降和晶体管 V_{BE} 之间的关系等有关）。图 7.11 是用晶体管制作二极管的几种连线方法。

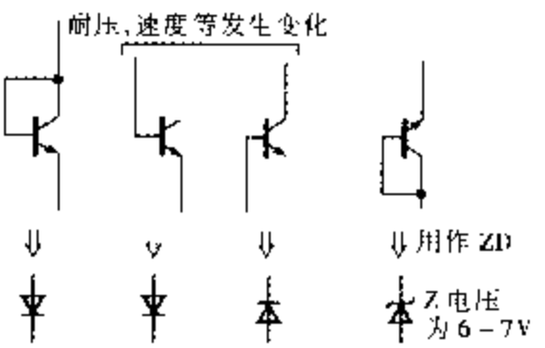


图 7.11 用晶体管制作二极管的连线方法

7.3 中间级和输出级电路

7.3.1 将差动输出变成单端输出

差动放大器的输出是从两个晶体管的集电极中获得的，而下一级放大器如只有一个输入端，这之间究竟应该怎样连接在一起呢？图 7.13 是一个双端变单端的转换电路。无差动输入时，Tr_2 和 Tr_3 都有相同的集电极电流 I_c 流入。假如有差动输入，则 Tr_2 的集电极电流变成 $I_c + \Delta I_{c2}$，而 Tr_3 的集电极电流变成 $I_c + \Delta I_{c3}$。ΔI_{c2} 的变化将会引起 Tr_2 的集电极产生 ΔV_2 的电压变化。然而 Tr_2 的 V_{CB}

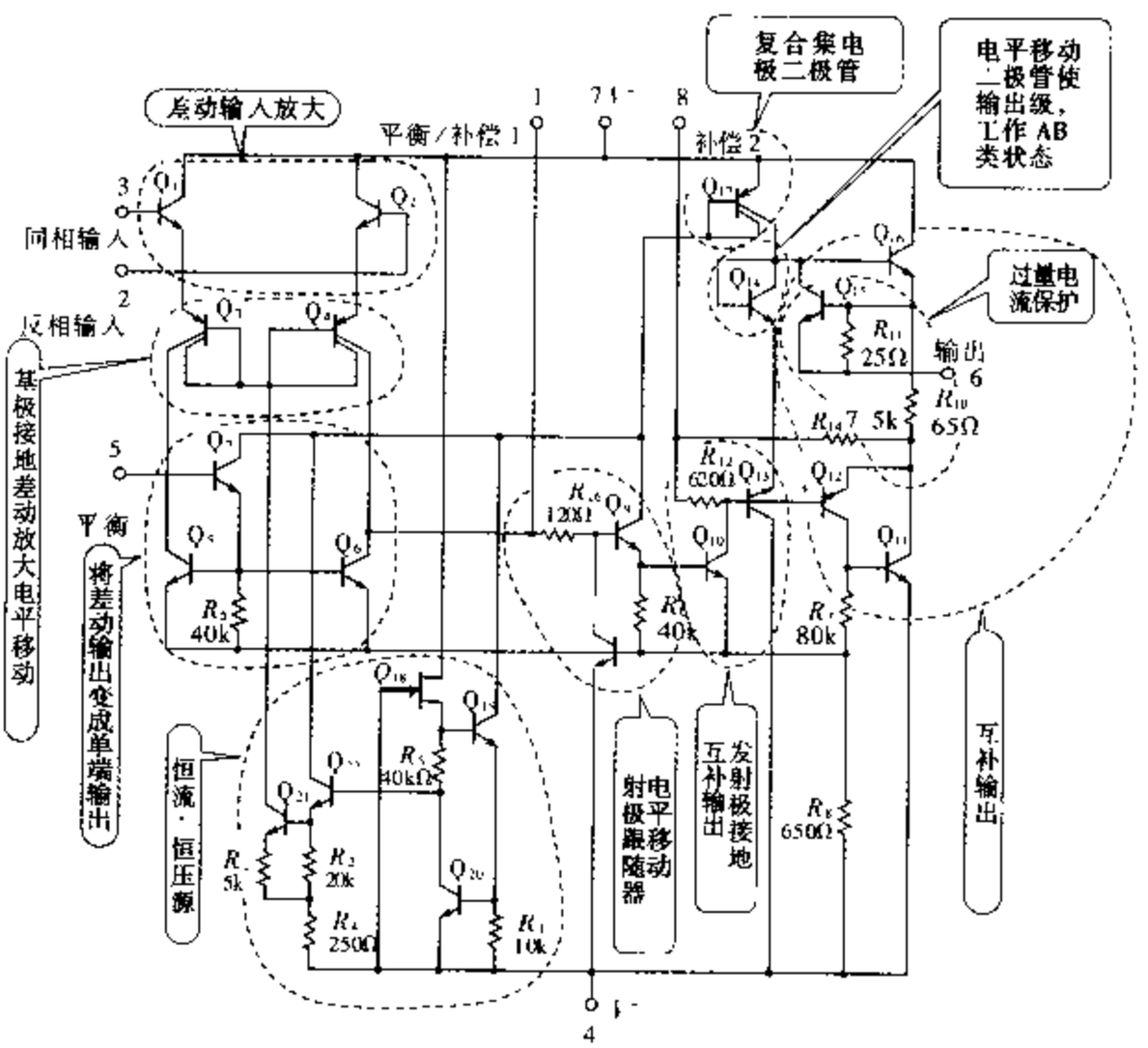


图 7.12 LM301A 的等价电路
双列直插型(选自 NSC 规格表)

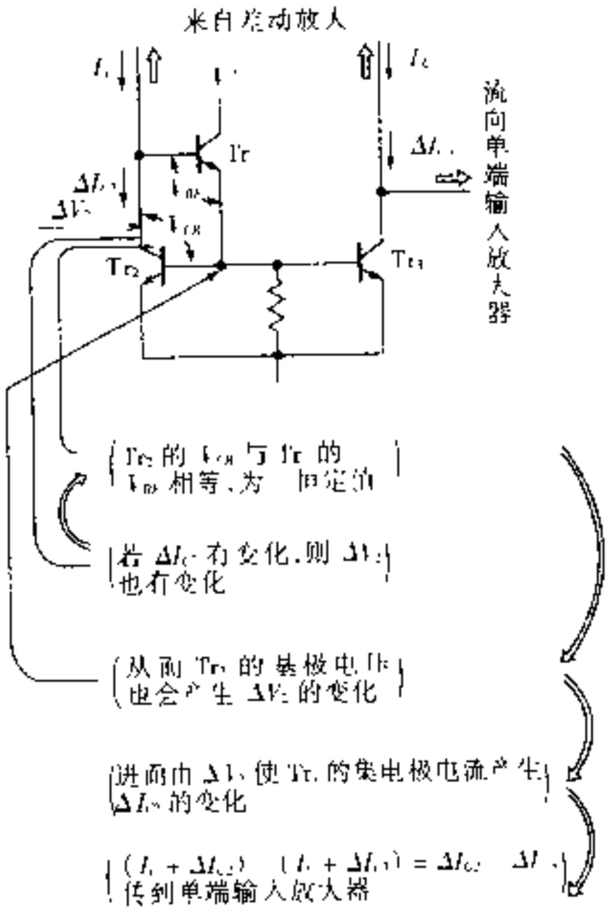


图 7.13 将差动输出变换成单端

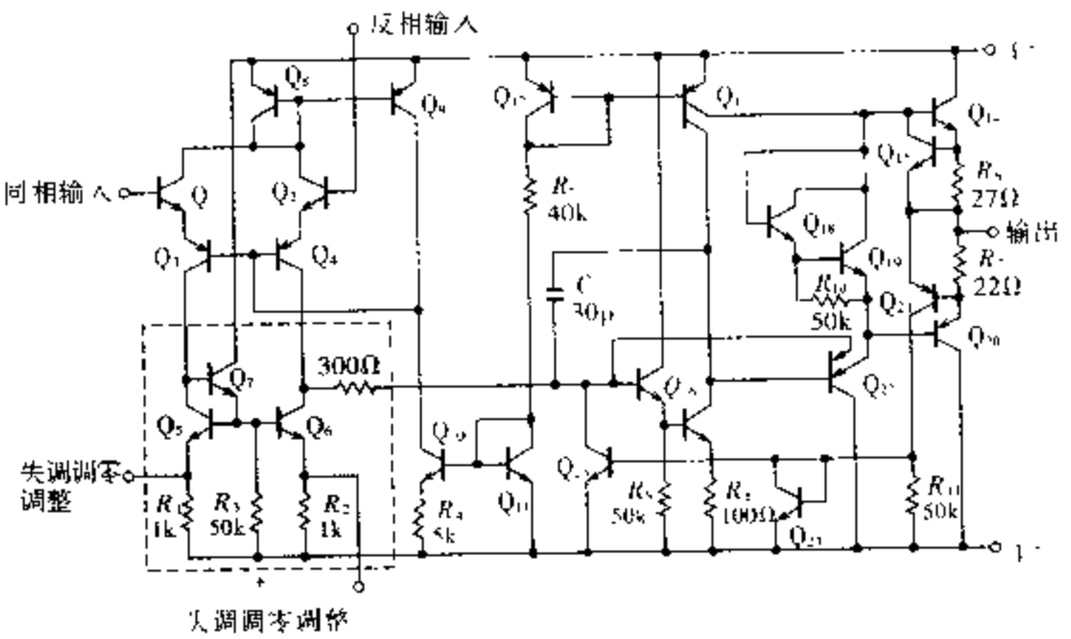


图 7.14 差动单端变换电路（μA741）（选自 FC 规格表）

等于 Tr_1 的 V_{BE}，是一个固定值，所以 Tr_2 的基极电位也会产生 ΔV_2 的变化。Tr_3 的基极电位也变化 ΔV_2，从而导致集电极电流由 ΔV_2 产生的 ΔI_{c2} 的变化。这样就可以将 $\Delta I_{c2} - \Delta I_{c3}$ 的变化量传递给单端输入放大器。这个电路也采用了电流镜效应。图 7.14 的虚线部分与图 7.13 电路相对应。

7.3.2 输出电路

运算放大器的输出电路要求输出阻抗低（理想情况下为零），失真小，输出电压振幅大。

早期的运算放大器 μA702 采用的是如图 7.15 所示的射极跟随器，达到了输出阻抗低的要求。但是这种电路不能产生很大振幅的输出电压。后来 μA709 就变成了图 7.16 所示的**互补射极跟随器**。由于它工作在 B 类状态会产生**交叉**失真，于是就通过用 R_{15} 施加负反馈(NFB)来减少这种失真。LM301、μA741 等运算放大器采用的是图 7.17、图 7.18 所示的二极管和电平移动电路构成的 AB 类工作的互补电路。所以它们的输出阻抗低，可以获得失真小的大振幅电压。

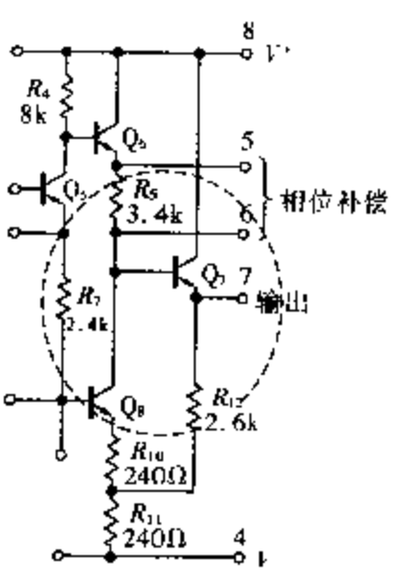


图 7.15 μA702 的输出电路

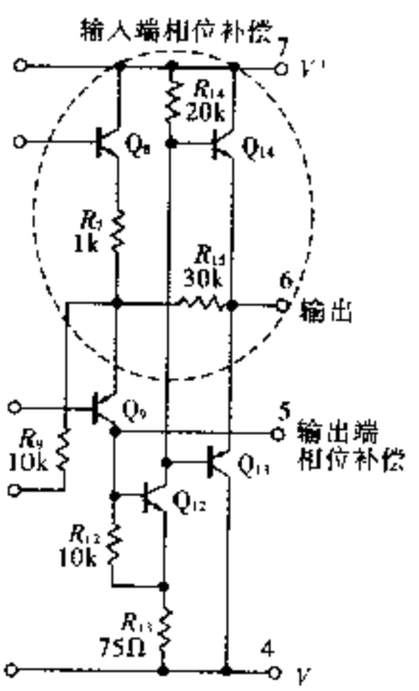


图 7.16 μA709 的输出电路

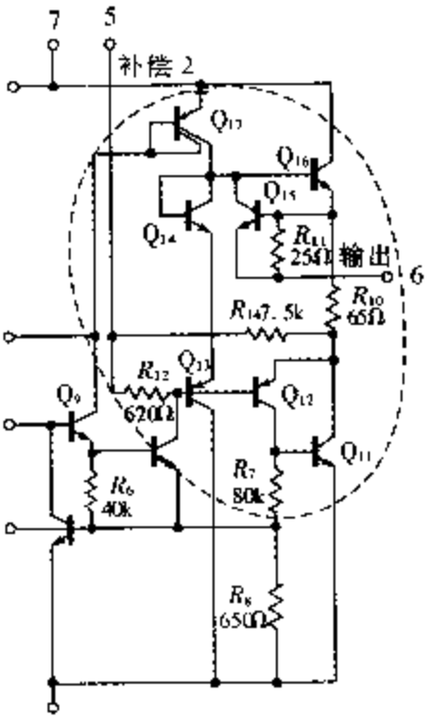


图 7.17 LM301A 的输出电路

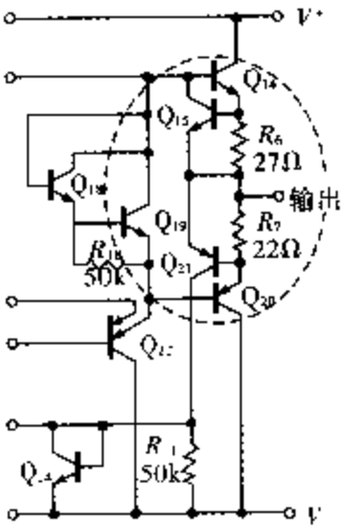


图 7.18 μA 741 的输出电路

7.3.3 过量电流限制电路

当输出端子的连接错误造成短路时，或者出现超出规格以上的输出电流时，运算放大器会受到损坏。μA702、μA709 没有接入保护电路。但是近年来的运算放大器都已接入过量电流限制电路。那么过量电流限制电路究竟是一个什么样的电路呢？图 7.19 就是一个过量电流限制电路，图 7.20 是它的原理图。

在图 7.20 中，随着 I_0 的变大，R_5 两端的压降也会增加。当这个电压超过 Tr_2 的 V_{BE} 时，Tr_2 开始工作。I_B 中就会有一部分电流 I_{c2} 流入 Tr_2，使得 Tr_1 的基极电流减少，I_{c1} 即 I_0 也会减少。这就是过量电流的限制原理。这种原理不仅可以应用于运算放大器，而且也可以应用于稳压电源的过量电流限制。这种电流限制特性叫**垂下特性**（或称限流特性），其他还有如图 7.21 所示的减流特性过量电流限制电路。

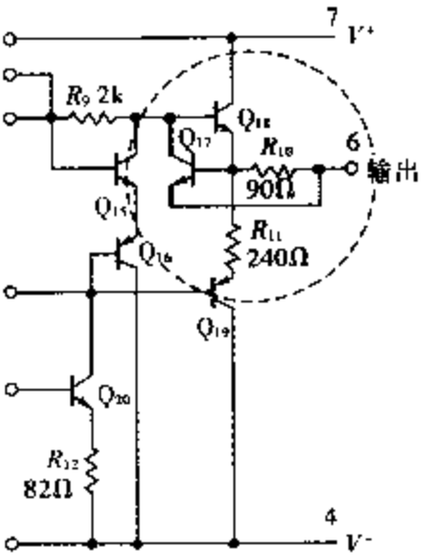


图 7.19　限流保护电路

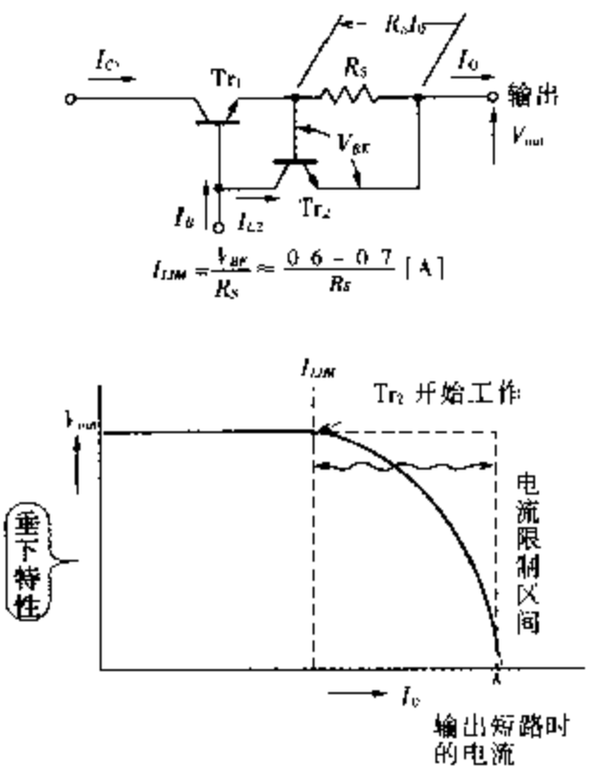


图 7.20　限流特性限流保护原理

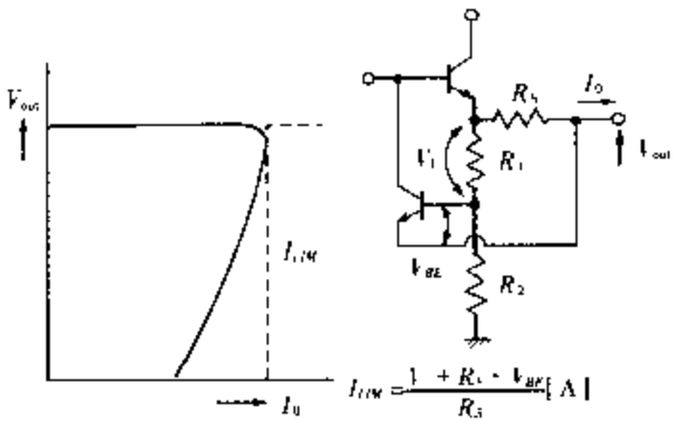


图 7.21 减流特性限流保护原理

7.4 选择运算放大器的要点

7.4.1 关于运算放大器的选择

在使用运算放大器时，除了什么品种都无所谓的情况外，应必须对品种进行挑选。首先决定想要制作的电路，然后考虑电路的功能、所需的性能等，最后进入集成电路挑选阶段。一般**不要选择比所需性能还要高的品种**。产品性能越高，成本也越高，使用时必须注意的事项也就越多。**选择通用且有很多非原创品的品种**不仅成本低，而且也容易购到。那么挑选要点究竟是什么呢？下面就几个具有代表性的参数进行说明。

(1) 频率与增益

看一下运算放大器的规格表，就会看到写有开环电压增益 $A_{OL}=200000$ 倍 (106dB) 等数据。只看这个数据就会觉得这是一个具有很大电压增益的放大器。但另一方面，规格表上面有如图 7.22 所示频率与开环电压增益的曲线。由图 7.22 可知，要保持增益很大，频率需限定在 10Hz 左右。随着频率的增高，增益以 1/10 (−20dB/10 倍频程) 的比例下降。也就是说，增益很大是针对直流而言的。图 7.23 所示的运算放大器加反馈后闭环增益为 40dB (约 100 倍)。从图 7.22 可看出，在 40dB 的范围内可使用的频率为 10kHz。在 10Hz 以上频率每上升 10 倍，增益就下降 10 倍，这是无反馈的情况。从图 7.23 可求得加反馈后闭环增益为 40dB 可使用的上限频率是多少呢？由图 7.23 可得反馈系数 $\beta=R_1/(R_1+R_2)\approx 0.01$，从而得环路增益 $A=\beta\cdot A_{OL}\approx 2000$。根据图 7.22 可以画出这一环路增益的曲线，如图 7.24 中的细线。由此可知，10kHz 处的环路增益变成了 1 倍 (0dB)，**40dB 可使用频率上限为 100Hz**。这一点需要引起注意。下面说明符合使用要求的开环电压增益 A_{OL} 的求解方法。按照 FC 规格表，假定直流闭环增益为 y，在最大工作频率之处的增益下降率为 x，那么

$$A_{OL} \geqslant \frac{(\gamma+1)(1-x)}{x}$$

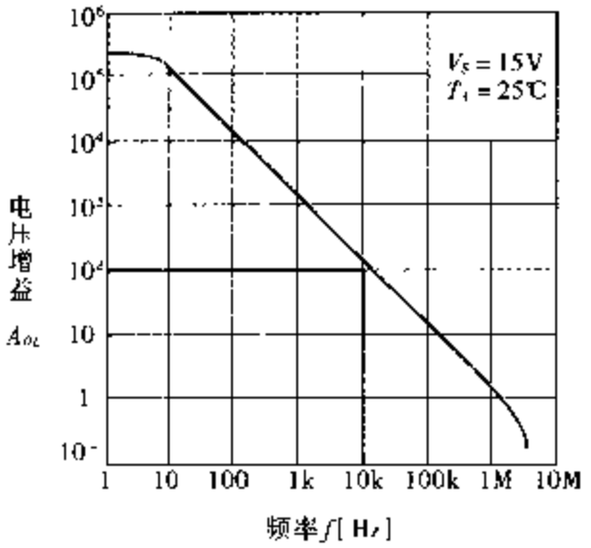


图 7.22 频率与开环电压增益

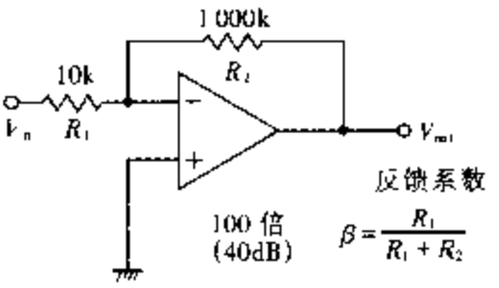


图 7.23 100 倍的放大器

例

假设闭环增益为 100，工作最大频率为 10kHz，这时候的增益下降率为 0.1(10%)，那么 $A_{OL} \geqslant 909$。即在 **10kHz 处使用 A_{OL} 为 1000** 的运算放大器即可。

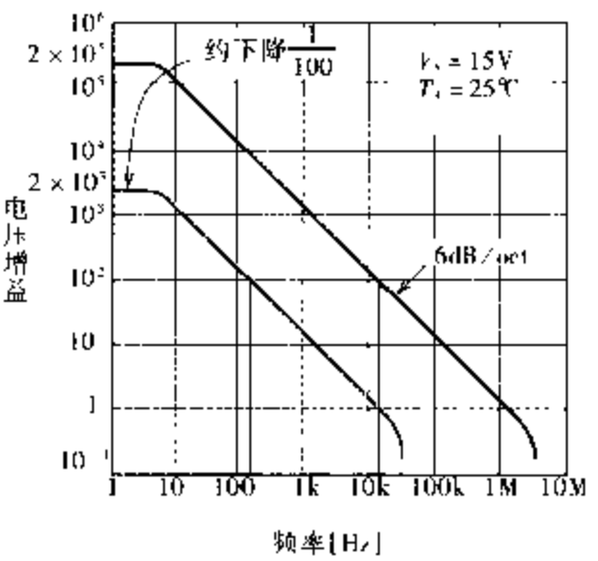


图 7.24 图 7.23 的频率与开环电压增益

(2) 转换速率

关于转换速率前面已经说明过，这里再重新概括一下。如果将运算放大器当作电压跟随器来输入方形脉冲，则会有如图 7.25 所示的输出。这当中输出电压产生的延迟量，即 $\Delta V/\Delta t$(V/μs) 被定义为转换速率。表 7.1 所示罗列了一部分通用运算放大器的转换速率。这里必须注意的是，性能会因厂家的不同而不同。当闭环增益发生改变时转换速率会发生大幅度的变化，还会随电源电压和温度的变化而变化(温度上升，转换速率趋于下降)。在采用外部补偿的运算放大器中，通过外部补偿的方法甚至可以得到比

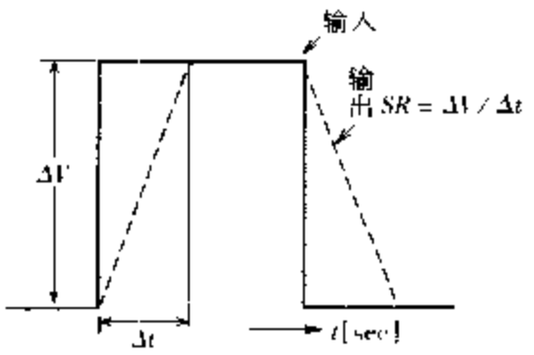


图 7.25　转换速率的定义

标准补偿大 20 倍左右的转换速率，所以要仔细查看规格表。图 7.26 所示表示了正弦波通过不同转换速率的放大器后得到的输出波形。不难看出，转换速率大的响应好。

表 7.1　通用运算放大器的转换速率

μA709 LM709	$Av=1$，$SR=0.3V/\mu s$
μA741C LM741A	$Av=1$，$SR=0.5V/\mu s$
LM301A μA301A	$Av=1$，$SR=0.5V/\mu s$
LM308 μA308	$Av=1$，$SR=0.3V/\mu s$
μA725C	$Av=1$，$SR=0.01V/\mu s$
LM725C	$Av=1$，$SR=0.05V/\mu s$
μA1458C	$Av=1$，$SR=0.8V/\mu s$
LM1458	$Av=1$，$SR=0.2V/\mu s$

(3)　失调电压、电流

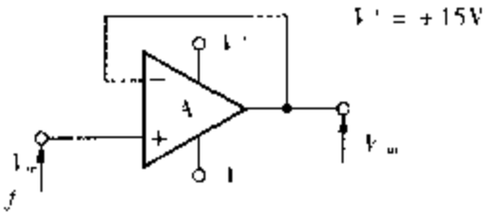
运算放大器作为交流放大器使用一般不会产生问题，但是**在处理像热功率放大等之类的直流微小信号时会产生问题**。现在让我们考虑一下如图 7.27 所示的电路。如果用 V_{OS}、I_B 等对电路产生影响的参数来表示输出电压，则在图 7.27(a)中

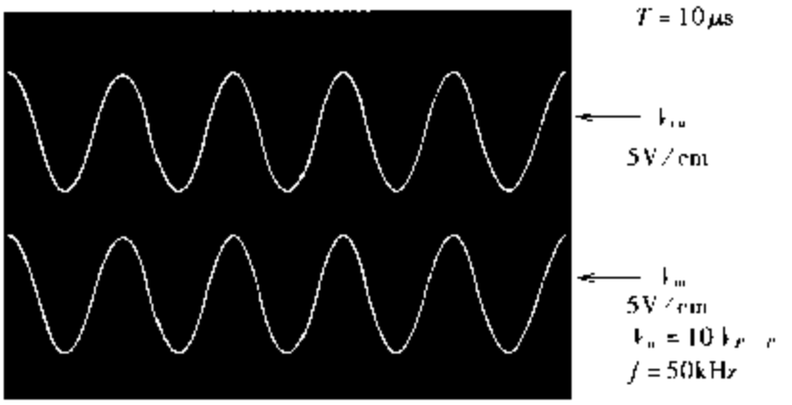
$$V_{out}=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)V_{OS}+I_{os}R_2$$

在图 7.27(b)中

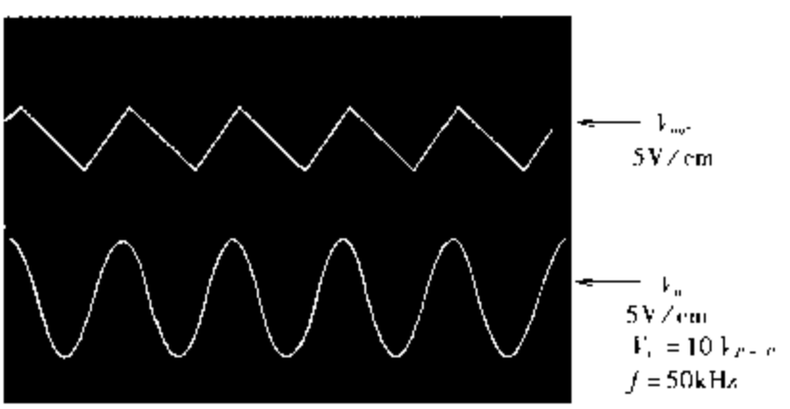
$$V_{out}=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)V_{OS}+I_{BIAS}R_2$$

按照图 7.28 的电路给出的数据，可求得输出失调电压为 $V_{out}\approx 7.5V$。这样大的失调电压当然不能使用，所以还需选用失调





(a) A:LM318 $SR = V/\mu s$



(b) A:μA741 $SR = 0.3V/\mu s$

图 7.26 由 *SR* 引起的输出波形失真

电压小的运算放大器。在如图 7.29 所示的**采样保持电路中，偏置电流存在问题**。通过计算保持时间就会知道，1mV 的电压变化量只能保持 0.5s 左右。除这一些需要注意外，还有其他如**温度系数等事项需要注意**。

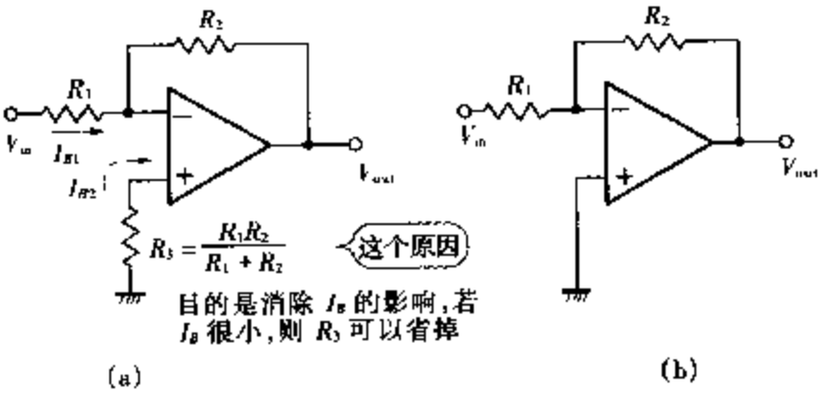


图 7.27　反相放大电路

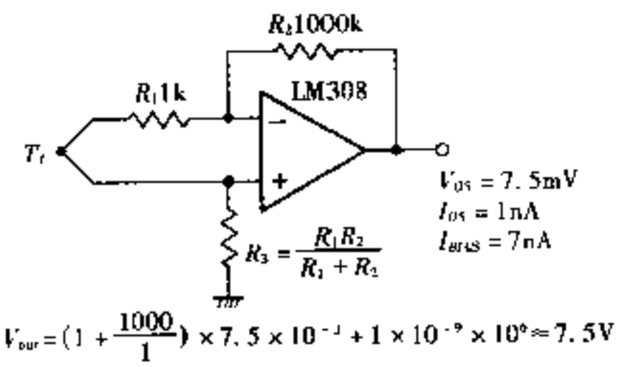


图 7.28　热电偶电路

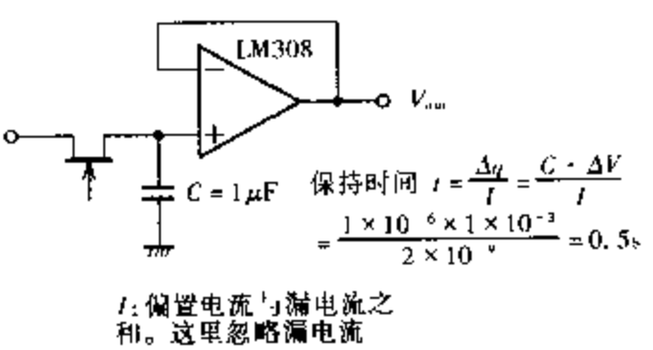
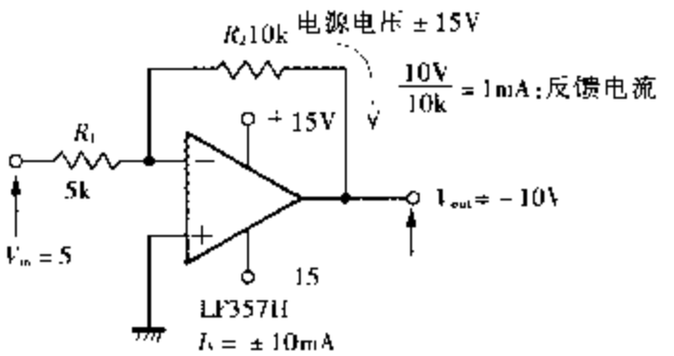


图 7.29　采样保持电路

7.5 电路图中未提到的问题

7.5.1 运算放大器发热问题(芯片温度和外壳温度)

即使选用特性很好的电阻和电容器,运算放大器自身的温度上升也会对漂移产生很大影响。图 7.30 是一个放大倍数为 2 倍的反相放大器。假设电源电压为 ±15V,由规格表可查得电源电流的最大值为 10mA。不难求得,这个运算放大器的**消耗功率为 315mW**。由查规格表可知管壳类型 $\theta_{jA}=150℃/W$。这时芯片的温度 $T_j=72℃$。由于芯片温度的最大值为 115℃,所以还有相当大



消耗功率 $P_D=(15V\times 10mA)+(15V\times 11mA)=315mW$
T_A25℃:环境温度
$\theta_{jA}=150℃/W$:从芯片到环境的热电阻
$T_j=T_A+\theta_{jA}\times P_D\approx 72℃$:芯片温度
$I_B=200pA$(25℃时):输入偏置电流
$\theta=72℃-25℃=47deg$
$\therefore I_B=200pA\times 2^{4.7}=5200pA$(72℃时)
$\theta_{jC}=45℃/W$:外壳与芯片间的热电阻
外壳温度 $T_C=T_A+(\theta_{jA}-\theta_{jC})\cdot P_D\approx 58℃$

图 7.30 IC 的热电阻(发热)

的余地。但是**芯片的温度每上升 10℃,输入偏置电流就会成倍增加**。根据规格表,这时偏置电流的最大值为 200pA,温度上升后的 I_B 变成

$$I_B=200pA(2^{\frac{温度差}{10}})=5200pA$$

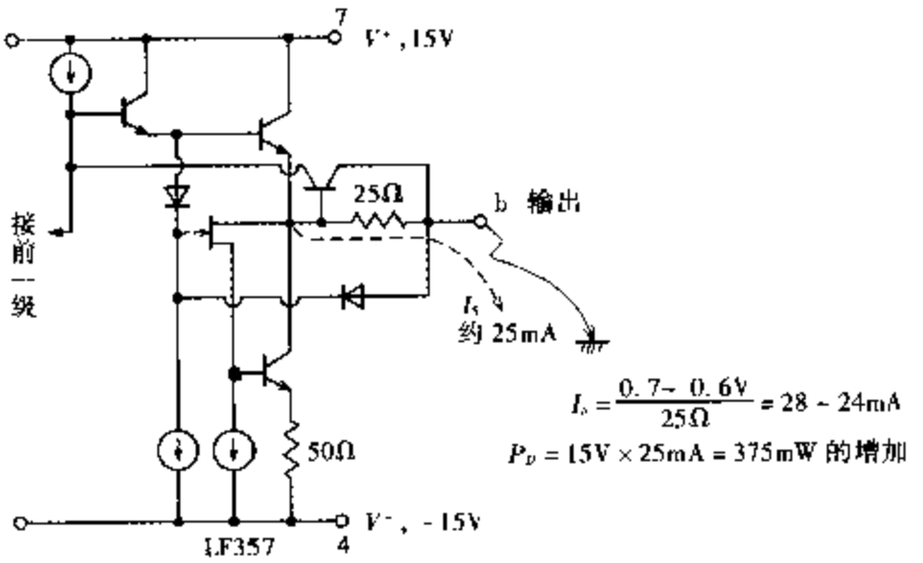


图 7.31 运算放大器输出短路(限流电路)

这是一种不可忽视的情况。由 $\theta_{jc} = 45℃/W$ 可求得外壳温度 $T_c \approx 58℃$。所以要想尽可能地控制温度上升,要么将电源电压降到所需的最小下限以内,要么安装散热器。注意,不要将几个电路封装在一起使用。

还有一个问题就是输出短路时所出现的情况。从图 7.31 可看出,LF357 的限流电阻为 25Ω,大约有 25mA 的电流流过。这个电路并不隔断输出,而只是将输出控制在 25mA 左右。为此,将有 $P_D = 15V \times 25mA = 375mW$ 的功率被消耗掉,所以有过热破坏的危险。

7.5.2 输入电路的保护与注意事项

如图 7.32 所示,运算放大器相互连接一般不会有问题。但是外部信号通过连接器输入时,**过大输入信号、感应和电涌等都会对电路造成不好的影响,所以需要对运算放大器的输入进行保护**。据说人体特别是在天气干燥的时候带有几千至几万伏的电荷。如果将这些电荷进入输入端子,让它们放电的话,就有可能破坏输入级电路。特别是在高输入阻抗时,输入部分处于开路状态就会有问题。图 7.33 为一些经常被使用的输入保护电路。其中图(a)**是反相放大器**经常采用的保护电路。通过二极管将电位箝到 0.6V 左右。**如果考虑到有过大输入电压存在,则** R_1 **不能选取太**

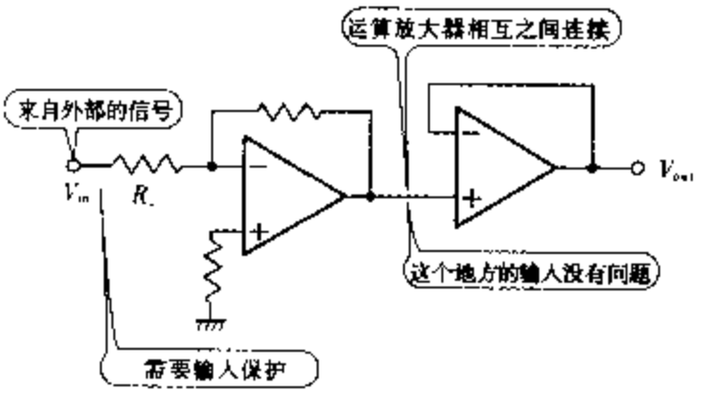


图 7.32 需要输入保护的地方

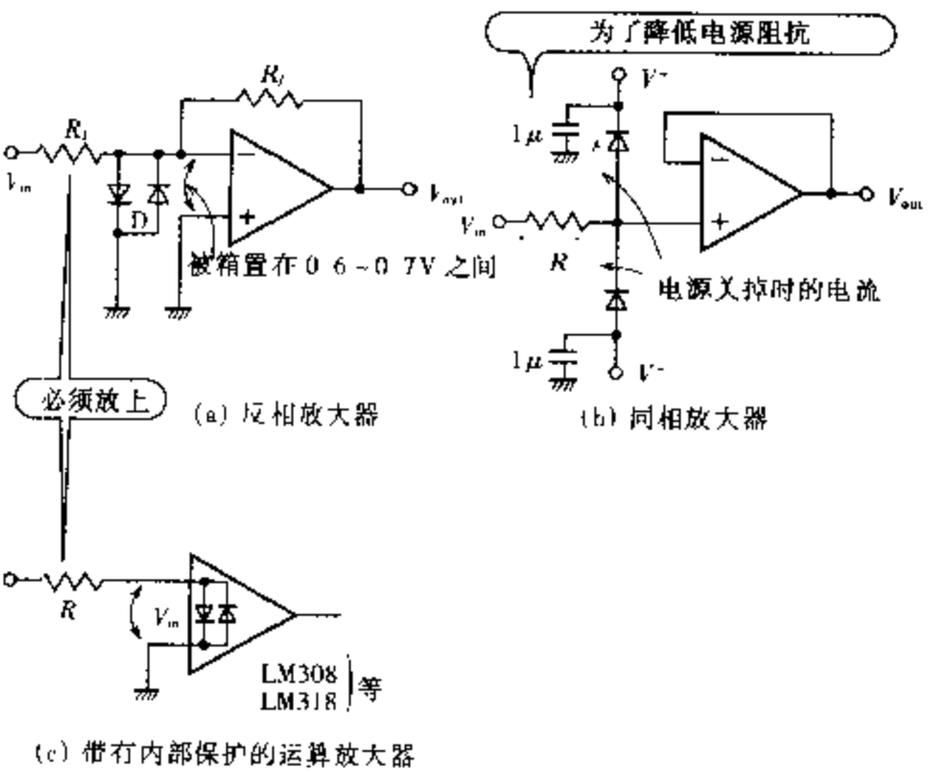


图 7.33 输入保护电路的例子

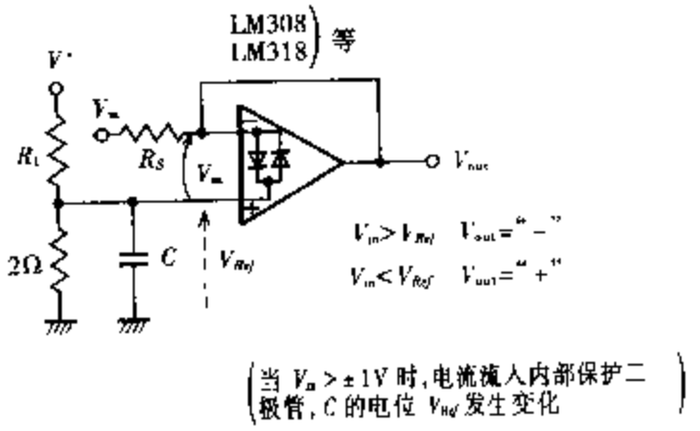
小。**图(b)为同相放大器采用的保护电路。从降低电源端阻抗的需要来看**，在二极管和地之间应该接入一个 1μF 的钽电容器。**在这个保护电路中，如果将运算放大器的电源关掉**，并在输入端加入电压，**电流会流入** R_f 和二极管，有时可能会造成二极管损坏，所以要特别注意 R_f 的大小。**图(c)是带有内部保护电路的运算放大器。** V_{in} 超过 1V 时，有损坏的可能性，所以一定要接上 R。

(1)　用作比较器时的注意事项

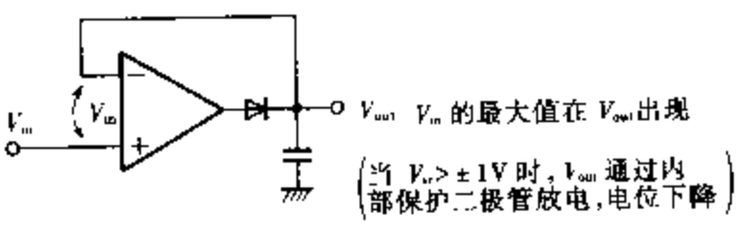
保护电路内置型运算放大器用作比较器使用时，要注意对输入电路的保护。图 7.34 就是这种电路的例子。

(2)　电源关掉时的注意事项

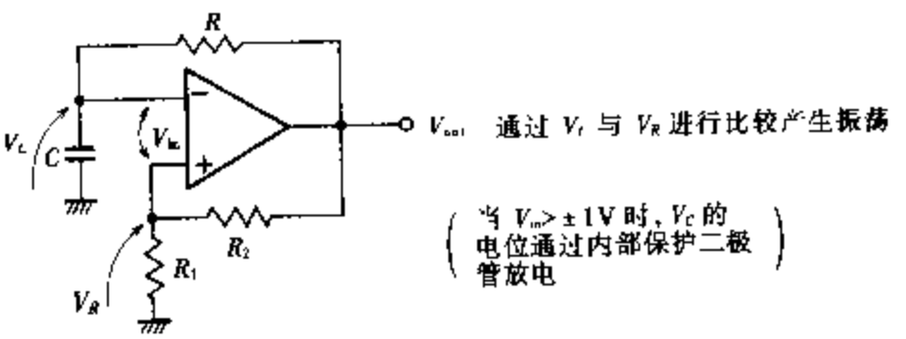
无论什么样的运算放大器，当电源变成反偏置状态时，它的输入阻抗都会变低，并有可能导致损坏。特别要注意电源关掉时的正尖峰和负尖峰(见图 7.35)。



(a) V_{in} 与 V_{Ref} 的比较



(b) 峰值保持电路



(c) 方波振荡电路

图 7.34　运算放大器用作比较器时应注意的问题

7.5.3 高输入阻抗化

要想放大微小信号的交流成分，需要高输入阻抗电路，这时可能会想到自举扩展电路。对于图 7.36 的电路而言，输入阻抗高达 125MΩ，传输误差为 0.02%左右，就性能来说，足没问题的。就噪声而言，如图 7.37 所示，R_1 的热噪声将按开环增益倍数放大，所以尽量不要使用这种电路。

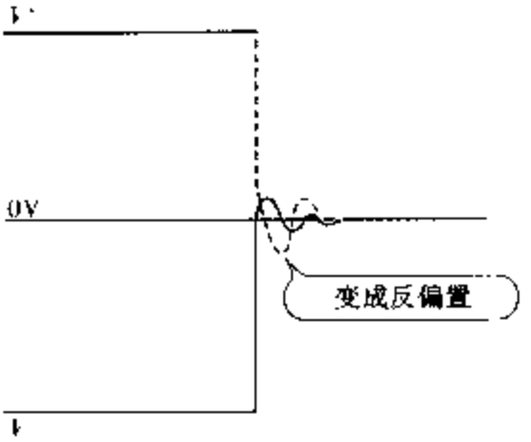


图 7.35 电源关掉时的振荡

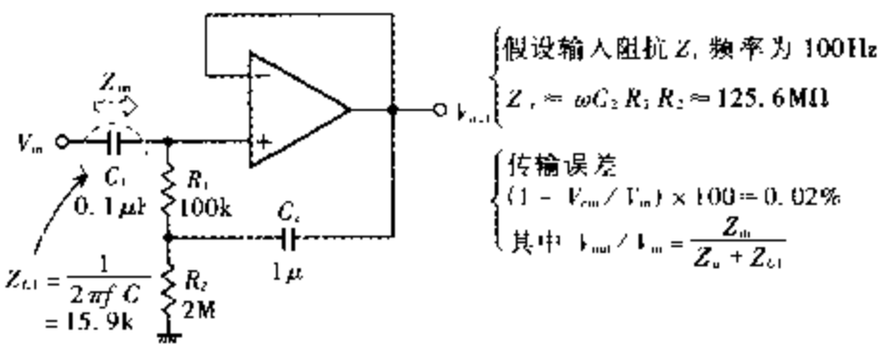


图 7.36 交流放大自举扩展

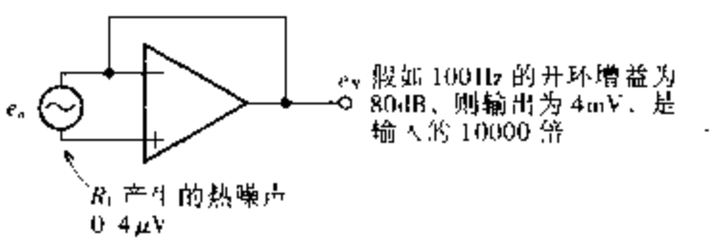


图 7.37 自举扩展电路的噪声

本章小结

(1) 运算放大器的第一个产品是 μA702。所有的运算放大器都是兄弟。

(2) 运算放大器的内部构造全是半导体(连电阻也是用半导体制作的，小容量的电容器同样是用半导体制作的)。

(3) 非原创品运算放大器不一定和原创品完全相同。

(4) 注意输入级含保护电路的产品的使用方法。

(5) 要注意输出级不含过流保护电路的运算放大器的输出短路。即使有限流保护电路，短路也是禁止的。

(6) 要详尽搞清运算放大器的挑选要点很困难，但至少要弄清是用直流还是用交流。如果是交流，那么至少要弄清它的频率是多少，信号电平有多大。

(7) 自举扩展电路要注意噪声。

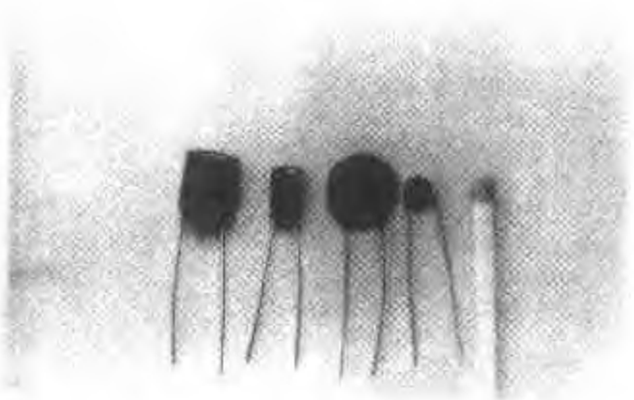
(8) 这一章没有讨论衬底模型上有 R、L、C 的情况。如果将指纹弄到模型上，绝缘电阻会变得惊人地小。不仅运算放大器会出现噪声，而且电阻器也会出现噪声。地线集中一点接地，地线的处理方法也有先后顺序。电源线必须戴上线圈套。要注意防止外来噪声入侵和运算放大器的发热。另外还有许多需要注意的问题，这一些都希望大家进一步学习。

附　录

附 1　彩色电阻和电容器的鉴别

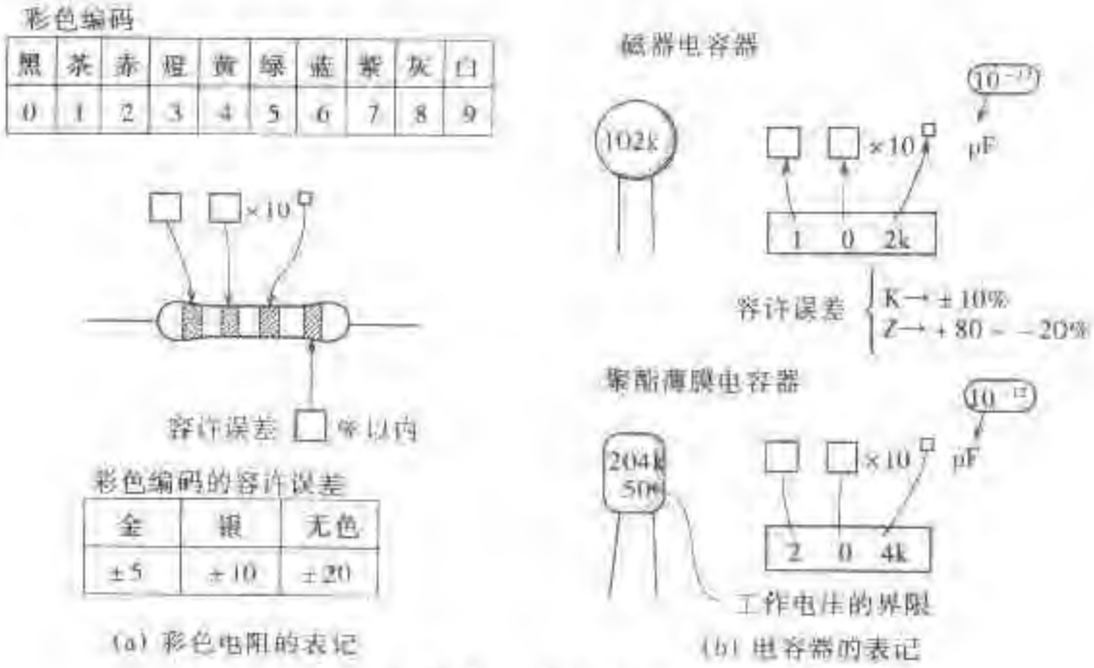


(a) 彩色电阻



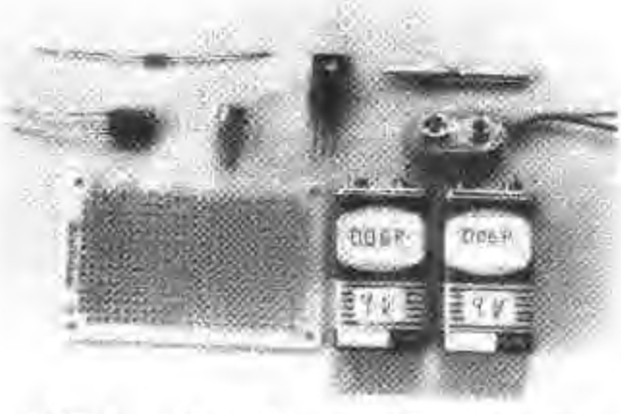
(b) 电容器

附图 1

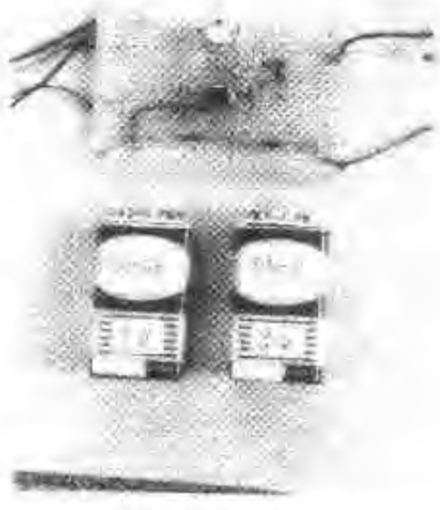


附图 2 编码的读法

附 2 运算放大器电路中使用的元件



附图 3 IC、电阻、印刷线路板等元件

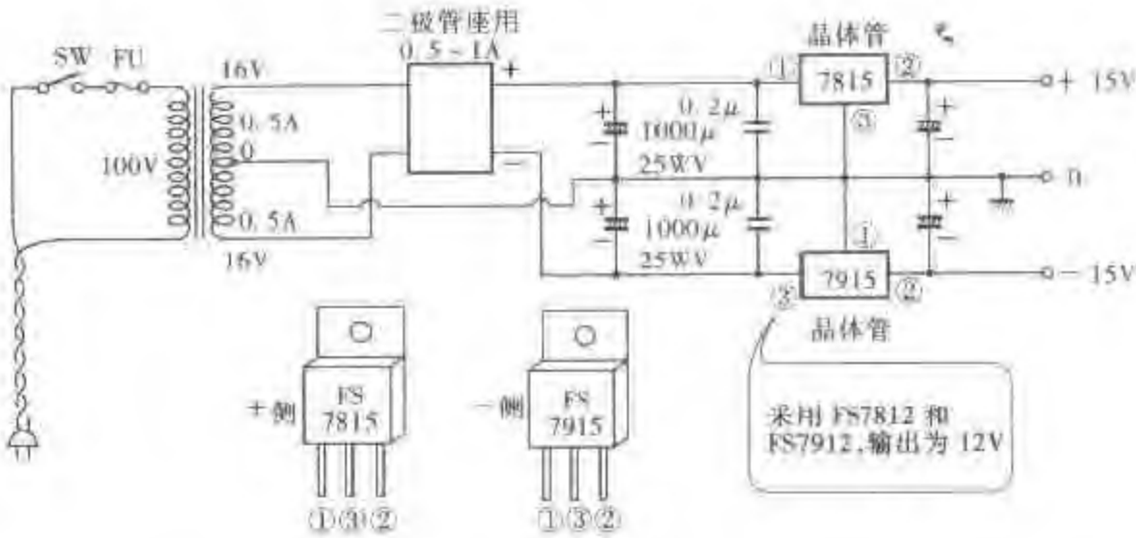


附图 4 反相放大电路的成品

附 3　用于运算放大器的电源电路



附图 5　元件



附图 6

[General Information]
书名=图解运算放大器电路
作者=
页数=223
SS号=10676075
出版日期=